

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática

**DRIVER BASADO EN PROCESADOR ARM 32 BITS PARA UN MOTOR  
DC BRUSHLESS DE TRES FASES EMPLEANDO LA TÉCNICA DE  
CAMPO ORIENTADO.**

**PROYECTO FINAL DE CARRERA  
INGENIERÍA INDUSTRIAL**

**Autor:** Pablo Flores Hornero

**Tutor:** M<sup>a</sup> Dolores Blanco Rojas.

**Director:** Antonio Flores Caballero



# Agradecimientos

Con la lectura y defensa de este Proyecto Final de Carrera se puede decir que concluye una de las etapas más importantes de mi vida, y como tal, me gustaría dedicar unas palabras de agradecimiento a aquellas personas que me han ayudado y apoyado durante todos estos años.

En primer lugar me gustaría agradecer a D. Antonio Flores Caballero, tutor de este proyecto, por su ayuda prestada en todo momento. Su experiencia y su conocimiento han sido la mejor guía para realizar este proyecto.

También me gustaría agradecer a todos y cada uno de los profesores que me han impartido clases a lo largo de mi vida, no sólo supieron transmitirme los conocimientos necesarios sino que también supieron sacar lo mejor de mí.

A todos mis amigos y compañeros de carrera, con los que he compartido buenos y malos momentos, juntos hemos recorrido este largo camino y siempre nos hemos ayudado los unos a los otros a superar los diferentes baches que surgían por el camino.

También me gustaría agradecer a mis amigos que siempre me han dado buenos consejos y me han animado a continuar en esta andadura.

Y por último, agradecer especialmente a mis padres Pablo y Carmen, a mis hermanos Jorge y Rocío, a mis sobrinos Mario y Rubén, a mis abuelos, a mi cuñado, y al resto de mi familia, por su confianza y apoyo incondicional. Soy consciente de que ellos sienten tanto o más que yo mis tropiezos y se alegran más que nadie de mis éxitos.

A todos ellos, muchas gracias.



# Resumen.

El siguiente proyecto consiste en el diseño y la implementación de un driver electrónico cuya principal función será la de realizar el control de un motor trifásico síncrono sin escobillas. Este tipo de motores son frecuentemente utilizados en la automatización de procesos industriales, por este motivo, el control de posición, velocidad y par de los mismos tiene vital importancia.

Este proyecto nace sin un propósito de aplicación final concreta, simplemente pretende comprobar la validez de las técnicas de control y la viabilidad técnica de este tipo de controladores electrónicos. Sin embargo, las conclusiones que se deriven de este estudio pueden servir como base para futuros proyectos, tanto para la iniciación de otras líneas de investigación acerca del control de otros tipos de motores eléctricos, como para la aplicación con un fin concreto, por ejemplo, el control de un accionador mecánico en un brazo robótico.

En este proyecto se abarcarán todas las fases del desarrollo del controlador electrónico, desde el estudio del funcionamiento del motor y de las técnicas de control actuales hasta la configuración del controlador y el testeo de su funcionamiento, pasando por la selección de los componentes electrónicos y el diseño de la circuitería.

# Abstract.

The next project is about the design and implementation of an electronic driver whose main function is to control a permanent magnets synchronous motor. This kind of electric motor is frequently used in the automation of industrial processes, for this reason, position, speed and torque control is very important.

This project was created without a specific purpose application, merely seeks to study electric motor control techniques and check the technical feasibility of the electronic controllers. However, the conclusions of this project can be used to initiate future investigations about the control of other kind of motors or to apply in a specific application, for example, create a robotic arm control system.

This document contains all phases of the development of an electronic driver, from the study of motor operation and its control techniques to the configuration and testing of the driver, furthermore it is necessary to select electronic components and design the circuitry.



# Índice.

<b>ÍNDICE DE FIGURAS. ....</b>	<b>V</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS. ....</b>	<b>VII</b>
<b>CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1. MOTIVACIÓN DEL PROYECTO. ....	2
1.2. OBJETIVO. ....	3
1.3. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA. ....	4
<b>CAPÍTULO 2: MOTORES BRUSHLESS. ....</b>	<b>7</b>
2.1. INTRODUCCIÓN A LOS MOTORES SIN ESCOBILLAS. ....	8
2.2. CONSTRUCCIÓN.....	10
2.2.1. El estator. ....	11
2.2.2. El rotor.....	13
2.3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO. ....	14
2.4. ECUACIONES ELÉCTRICAS DE LOS MOTORES BRUSHLESS. ....	16
2.5. ECUACIONES MECÁNICAS DE LOS MOTORES ELÉCTRICOS. ....	19
2.6. PRINCIPALES USOS, VENTAJAS E INCONVENIENTES.....	20
<b>CAPÍTULO 3: CONTROLADORES ELECTRÓNICOS.....</b>	<b>23</b>
3.1. PRINCIPALES FUNCIONES DE UN CONTROLADOR DE MOTOR. ....	24
3.2. TIPOS DE CONTROLADORES ELECTRÓNICOS. ....	26
3.2.1. Controladores de Motor con Sensores. ....	26
3.2.1.1. <i>Sensores de efecto Hall.</i> .....	26
3.2.1.2. <i>Resolver.</i> ....	27
3.2.1.3. <i>Encoder.</i> ....	28
3.2.2. Controladores de Motor Sin Sensores. ....	29
3.2.2.1. <i>Técnicas de medición basadas en el análisis de la FCEM.</i> .....	31
3.2.2.2. <i>Técnicas basadas en la estimación y en esquemas basados en el modelo.</i> .....	33
3.2. TÉCNICAS DE CONTROL DE LOS MOTORES BRUSHLESS.....	36
3.2.1. Conmutación Trapezoidal. ....	37
3.2.2. Conmutación Sinusoidal.....	39
3.2.3. Control Vectorial. ....	42
3.3. TÉCNICAS DE CONMUTACIÓN BASADAS EN LA MODULACIÓN.....	43
3.3.1. Sinusoidal PWM (SPWM). ....	44
3.3.2. Space Vector PWM (SVPWM). ....	45
3.4. ELECCIÓN DE LA TÉCNICA DE CONTROL. ....	47
<b>CAPÍTULO 4: EL CONTROL VECTORIAL. ....</b>	<b>49</b>
4.1. DEFINICIÓN DEL ESPACIO VECTORIAL Y DE LAS PROYECCIONES. ....	50
4.1.1. Transformación de Clarke. ....	56
4.1.2. Transformación de Park. ....	57
4.2. ESQUEMA DEL CONTROL VECTORIAL. ....	58
4.3. SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION (SVPWM).....	60

<b>CAPÍTULO 5: DISEÑO DEL CONTROLADOR ELECTRÓNICO.....</b>	<b>69</b>
5.1. ETAPA DE ALIMENTACIÓN.....	70
5.1.1. El regulador de potencia ST1S14.....	71
5.2. ETAPA DE POTENCIA.....	73
5.2.1. El Controlador L6230.....	73
5.3. ETAPA DE MEDICIÓN DE CORRIENTE.....	75
5.3.1. Amplificador de Transimpedancia.....	76
5.4. ETAPA DE MEDICIÓN DE TENSIÓN.....	78
5.5. INTERFAZ FÍSICA (BOTONES).....	79
5.6. ETAPA DE CONTROL.....	81
5.5.1. Microcontrolador STM32F103.....	81
5.6. ETAPA DE COMUNICACIÓN.....	83
5.7. LISTA DE MATERIALES.....	84
<b>CAPÍTULO 6: DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DEL CONTROLADOR.....</b>	<b>87</b>
6.1. DISEÑO DE LAS HOJAS DE ESQUEMÁTICOS.....	88
6.2. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB).....	91
<b>CAPÍTULO 7: CONFIGURACIÓN DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO.....</b>	<b>97</b>
7.1. CONFIGURACIÓN DE PARÁMETROS EN ST MC WORKBENCH.....	98
7.2. CONSTRUCCIÓN DEL PROYECTO.....	102
<b>CAPÍTULO 8: RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES.....</b>	<b>105</b>
8.1. PUESTA EN MARCHA.....	106
8.2. CONCLUSIONES.....	111
8.2.1. Motores sin escobillas.....	112
8.2.2. Funciones del controlador: Tipos de control de velocidad.....	112
8.2.3. Técnicas de Control.....	112
8.2.3. Técnicas de modulación.....	113
8.2.4. Control Vectorial.....	113
8.2.5. Montaje y funcionamiento de la placa de circuito impreso.....	114
8.2.6. Conclusiones Generales.....	114
8.3. POSIBLES MEJORAS.....	115
<b>CAPÍTULO 9: MEMORIA ECONÓMICA.....</b>	<b>117</b>
9.1. COSTES DE INGENIERÍA.....	118
9.2. COSTES UNITARIOS.....	119
9.2.1. Precio de los Componentes Electrónicos.....	119
9.2.2. Coste de fabricación de la placa PCB.....	120
9.3. PRODUCCIÓN A GRAN ESCALA.....	122
<b>BIBLIOGRAFÍA: .....</b>	<b>125</b>
BIBLIOGRAFÍA.....	126
ARTÍCULOS CIENTÍFICOS.....	126
DOCUMENTACIÓN TÉCNICA.....	127
PRECIOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS.....	128
PRECIO PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB).....	128



<b>ANEXOS:</b> .....	<b>129</b>
ANEXO 1: TÉCNICA SVPWM (CÁLCULO DE TIEMPOS DE ACTIVACIÓN POR PERIODO DE LOS ESTADOS BÁSICOS DE CONMUTACIÓN .....	131
ANEXO 2: ESQUEMÁTICOS .....	135
ANEXO 3: MONTAJE DE PRUEBAS.....	139



# Índice de figuras.

Figura 2.1. Estator de un motor Brushless.....	11
Figura 2.2. Forma de onda de la FCEM en motores BLDC y PMSM. ....	12
Figura 2.3. Motor Brushless Inrunner y Outrunner. ....	13
Figura 2.4. Posiciones más frecuentes de los imanes permanentes. ....	14
Figura 2.5. Motor Brushless monofásico con un par de polos. ....	15
Figura 2.6. Principio de funcionamiento de un motor Brushless. ....	15
Figura 3.1. Efecto Hall. ....	27
Figura 3.2. Motor Brushless Trifásico con tres sensores de efecto Hall. ....	27
Figura 3.3. Esquema y funcionamiento de un Resolver.....	28
Figura 3.4. Encoder absoluto óptico. ....	29
Figura 3.5. Encoder óptico incremental.....	29
Figura 3.6. Puntos de cruce por cero de la FCEM y puntos de conmutación. ....	32
Figura 3.7. Secuencia de estados en la conmutación trapezoidal. ....	37
Figura 3.8. Energización de las fases en función de las señales de los sensores Hall.....	38
Figura 3.9. Diagrama de bloques de Control Trapezoidal.....	39
Figura 3.10. Diagrama de bloques de Control Senoidal.....	40
Figura 3.11. Inversor trifásico de tres ramas. ....	43
Figura 3.12. Señales de control SPWM. ....	44
Figura 3.13. Vectores básicos de la SVPWM.....	46
Figura 4.1. Sistema trifásico equilibrado y sistema de referencia $\alpha$ - $\beta$ .....	51
Figura 4.2. Evolución temporal de las corrientes de fase y del vector suma en un sistema trifásico.....	52
Figura 4.3. Espacio d-q. ....	54
Figura 4.4. Transformación de Clarke. ....	57
Figura 4.5. Transformación de Park. ....	58
Figura 4.6. Diagrama de bloques de Control Vectorial (FOC). ....	59
Figura 4.7. Inversor trifásico. ....	60
Figura 4.8. 1º sector SVPWM. ....	62
Figura 4.9. Patrón de conmutación SVPWM del 1º sector. ....	63
Figura 4.10. Identificación del sector SVPWM.....	66
Figura 5.1. Esquemático de aplicación del regulador de potencia. ....	72
Figura 5.2. Esquemático de la Etapa de Alimentación.....	73

Figura 5.3. Esquemático del chip L6230 para el Control Vectorial (FOC). .....	74
Figura 5.4. Esquemático de la Etapa de Potencia. ....	75
Figura 5.5. Esquemático de un amplificador de transimpedancia.....	76
Figura 5.6. Esquemático de la Etapa de Medición de Corriente.....	78
Figura 5.7. Divisor de tensión. ....	79
Figura 5.8. Esquemático de la Etapa de Medición de Tensión. ....	79
Figura 5.9. Esquemático START.....	80
Figura 5.10. Esquemático RESET.....	80
Figura 5.11. Esquemático SPEED.....	80
Figura 5.12. Diagrama de bloques STM32F103. ....	81
Figura 5.13. Esquemático de la Etapa de Control. ....	82
Figura 5.14. Esquemático de la Etapa de Comunicación. ....	84
Figura 6.1. Página de Esquemáticos 1.....	89
Figura 6.2. Página de Esquemáticos 2.....	90
Figura 6.3. Página de Esquemáticos 3.....	91
Figura 6.4. Vista de las piezas. ....	93
Figura 6.5. Vista general de la PCB.....	93
Figura 6.6. Vista de la Capa Superior (Top Layer) .....	94
Figura 6.7. Vista de la Capa Inferior (Botton Layer).....	94
Figura 6.8. Vista de la PCB después de la fabricación.....	95
Figura 7.1. Vista del Software ST Motor Control Workbench (Configuración).....	102
Figura 7.2. Vista del proyecto en $\mu$ Vision 4. ....	103
Figura 8.1. Esquema de Montaje (driver, motor, comunicación USB, y placa de programación y depuración).....	106
Figura 8.2. Panel de Monitorización STMCWB (Ajustes avanzados). ....	107
Figura 8.3. Sistema de realimentación en lazo cerrado.....	108
Figura 8.4. Panel de Monitorización STMCWB (ajustes básicos).....	110
Figura 8.5. Velocidad medida y velocidad de referencia. ....	111

# Índice de tablas.

Tabla 2.1. Ventajas e inconvenientes de los motores Brushless. ....	21
Tabla 3.1. Ejemplo de Look Up Table en Conmutación Trapezoidal.....	38
Tabla 3.2. Estados de conmutación y tensiones de línea instantáneas resultantes.....	46
Tabla 4.1. Estados de conmutación sencillos, tensiones de fase y de línea. ....	61
Tabla 4.2. Periodos de conmutación en SVPWM.....	64
Tabla 4.3. Asignación de los tiempos de activación de las fases del motor. ....	65
Tabla 5.1. Propiedades STM32F103.....	81
Tabla 5.2. Lista de Materiales. ....	85
Tabla 9.1. Costes de Ingeniería. ....	118
Tabla 9.2. Precio Componentes Electrónicos. ....	120
Tabla 9.5. Resumen de Costes derivados del proyecto. ....	121
Tabla 9.6. Estimación costes fabricación (100 unidades). ....	123





# Capítulo 1: Introducción.



## 1.1. Motivación del proyecto.

Las máquinas eléctricas han protagonizado un papel fundamental en el gran avance industrial acaecido durante los últimos siglos. Su importancia llegó a ser tal, que junto a otras importantes innovaciones científico-tecnológicas protagonizaron la llamada 2ª Revolución Industrial, periodo comprendido entre mediados del siglo XIX y el comienzo de la Primera Guerra Mundial. En la actualidad, lejos de quedar obsoletas y después de haber sido continuamente perfeccionadas, es prácticamente imposible encontrar un proceso industrial que no tenga presente al menos una de estas máquinas.

Paralelamente al desarrollo de las máquinas eléctricas se han producido grandes transformaciones técnicas y organizativas en la industria. Una de las tendencias recientes más importantes ha consistido en aumentar el grado de automatización de los procesos industriales lo máximo posible, o lo que es lo mismo, se pretende sustituir progresivamente el control manual por sistemas computerizados, desplazando al personal a desarrollar tareas de supervisión y vigilancia de los procesos. Este hecho ha provocado que el control, y más concretamente el control de las máquinas eléctricas, haya adquirido una vital importancia para el desarrollo industrial actual.

Hoy en día, el control es uno de los retos más atractivos que existen para los Ingenieros Industriales, no solamente por las dificultades inherentes al control automático y a la complejidad de los circuitos electrónicos que lo componen, sino porque el ingeniero también debe adquirir conocimientos relacionados con aquello que se pretende controlar, conocimientos imprescindibles para comprender el funcionamiento y saber cómo se debe actuar correctamente sobre el sistema. Por estos motivos, la implantación del control automático en los motores eléctricos siempre fue una tarea compleja, que gracias a la labor de muchos profesionales y al éxito de sus investigaciones se ha logrado solventar paulatinamente.

Las mejoras continuas que se han producido en áreas de estudio como la electrónica y la electrónica de potencia han permitido implementar controladores de motores electrónicos, los cuales se caracterizan por ser programables, versátiles y de mantenimiento sencillo. Además, junto a otros avances en el diseño de máquinas eléctricas, así como al empleo de nuevos materiales, los controladores electrónicos han conseguido mejorar considerablemente el funcionamiento de los motores eléctricos. Si a lo expuesto anteriormente se le añade que los motores eléctricos son por si mismos robustos, eficientes, fáciles de operar y cada vez de





menor tamaño, se puede llegar a comprender el porqué de su idoneidad para una gran cantidad de aplicaciones.

Por estas razones, el uso de las máquinas eléctricas se ha extendido hacia otros sectores no necesariamente industriales, desempeñando un rol bastante notable. Por poner algunos ejemplos, los motores eléctricos son utilizados frecuentemente para el transporte de personas o mercancías en trenes, ascensores, cintas transportadoras, etc., asimismo, se pueden encontrar en multitud de aparatos en el ámbito doméstico como lavadoras, lavavajillas, discos duros, lectores de CD o DVD, etc..

Debido a la gran implantación de los motores eléctricos en la sociedad actual, es importante continuar con la investigación de sus sistemas de control, ya sea para mejorar la eficacia de los sistemas existentes, para desarrollar nuevos métodos de control más eficientes o para ampliar el rango de aplicaciones dónde puedan ser empleados satisfactoriamente. Por estos motivos, y con estas intenciones, nació la idea de realizar este proyecto.

### **1.2. Objetivo.**

El objetivo del presente proyecto es la implementación de un driver electrónico de un motor eléctrico, en concreto, el motor que se pretende controlar es un motor síncrono de imanes permanentes, también conocido como motor trifásico sin escobillas.

Para lograr el objetivo final es necesario alcanzar unas metas previas, las cuales consistirán principalmente en adquirir los fundamentos teóricos necesarios. En primer lugar se recopilará información acerca de los motores sin escobillas, es importante conocer las ventajas que proporcionan, su funcionamiento y comprender por qué necesitan de un controlador electrónico para su control. Posteriormente, se buscará sobre el estado de la técnica de los controladores electrónicos para conocer las funciones que deben realizar, los tipos de controladores, las técnicas de control y las técnicas de conmutación basadas en la modulación existentes.

Después de conocer el funcionamiento de los motores sin escobillas y de los controladores electrónicos, se seleccionará una de las técnicas de control estudiadas para implementarla en el controlador objeto de este proyecto. Después, se focalizará el estudio en la técnica de control escogida y se ampliará la documentación para conocer su funcionamiento minuciosamente.



Una vez entendido el funcionamiento de la técnica de control escogida se puede comenzar a diseñar el controlador electrónico del motor. Se empezará por la selección de los componentes electrónicos y luego se crearán los circuitos eléctricos que los unen. Como cabe imaginar, la complejidad del controlador será elevada, por lo que se procurará abordar esta tarea descomponiendo el controlador en partes más sencillas. Estas partes serán:

- Etapa de control, contendrá y ejecutará el código con el algoritmo de control.
- Etapa de potencia, permitirá excitar el motor escogido.
- Circuitos de acondicionamiento de señal, permitirán medir las variables necesarias para llevar a cabo un correcto control.
- Botones y controles, registrarán el funcionamiento del driver.
- Etapa de comunicación, gestionará posibles conexiones con dispositivos externos.
- Etapa de alimentación, suministrará la energía necesaria a las etapas anteriores.

A partir del diseño del controlador al completo se puede proceder a su construcción, para lo cual se deberán utilizar herramientas de diseño asistido por ordenador y reproducir sobre ellas el diseño realizado. Luego se procederá a la fabricación y al montaje del controlador sobre una placa de circuito impreso.

Llegado a este punto, se llevarán a cabo las pruebas necesarias en la placa del controlador electrónico para comprobar el correcto funcionamiento del conjunto, y por tanto, se verificará si se ha alcanzado el objetivo inicial.

### 1.3. Estructura de la memoria.

La presente memoria está formada por seis capítulos cuyo contenido se resume a continuación:

**Capítulo 2: Motores Brushless.** Se verán las principales características de los motores sin escobillas, en qué consisten, cómo se construyen, cómo es su funcionamiento y qué ventajas aportan frente a los motores con escobillas.

**Capítulo 3: Controladores Electrónicos.** Se conocerán las principales funciones que puede realizar un controlador. En este capítulo también se dará información sobre los tipos de controladores electrónicos, las técnicas de control que utilizan y cómo se suele optimizar la excitación del motor mediante técnicas de modulación.



**Capítulo 4: El Control Vectorial.** Aquí se ampliará la información sobre la técnica de control que da nombre al capítulo. Se conocerán los principios que la sustentan, las transformaciones que se han de realizar, cómo se ejecuta el control, las mejoras que proporciona. Se concluirá mostrando en detalle cómo trabaja la técnica de modulación ideada específicamente para ser utilizada junto al Control Vectorial.

**Capítulo 5: Diseño del controlador electrónico del motor.** Se abordará el diseño del controlador a partir del diseño de cada una de las partes en las que ha sido dividido. Se explicará la función que desempeña cada una de las partes, se explicarán los componentes más destacados que las forman y se diseñarán los circuitos esquemáticos.

**Capítulo 6: Diseño de la placa de circuito impreso del controlador.** Se explicarán los pasos seguidos para obtener los archivos necesarios para la construcción de la placa de circuito impreso. Para el desarrollo de esta fase se utilizará software de diseño asistido por ordenador, utilizado en la industria para realizar específicamente estas tareas.

**Capítulo 7: Configuración de la placa de circuito impreso.** Se explicarán las tareas que se han realizado para preparar el controlador, una vez realizada la configuración la aplicación estará lista para funcionar. Debido a la complejidad de la programación, se utilizará software de configuración y librerías con código creadas concretamente para simplificar este proceso.

**Capítulo 8: Resultados experimentales.** Se realizarán las pruebas necesarias para comprobar el correcto funcionamiento del controlador de motor electrónico. Se recopilarán y se analizarán los resultados obtenidos, a partir de los resultados empíricos se determinará si se ha logrado alcanzar el objetivo principal de este proyecto, y en caso de que los resultados no sean los esperados inicialmente se estudiarán las posibles modificaciones que mejoren el proyecto original.

**Capítulo 9: Memoria económica.** Se desglosarán los gastos derivados de la realización de este proyecto. Además, se estimarán los costes en los que se incurrirían si se decidiese hacer una gran producción, y en función de estos resultados se determinará si puede ser comercializado.





# Capítulo 2: Motores Brushless.

Los motores eléctricos tienen como punto de partida los experimentos realizados por importantes científicos a principios del siglo XIX, los cuales comenzaron a sentar las bases del electromagnetismo. En el año 1820, el danés Hans Christian Ørsted se percató de la desviación de la aguja magnetizada de una brújula por efecto del paso de una corriente eléctrica por un hilo conductor próximo. Pocos años más tarde, y partiendo de la premisa anterior, el científico inglés Michael Faraday comprobó cómo se inducían corrientes eléctricas en un hilo conductor a partir de las corrientes eléctricas que atravesaban otros conductores. Ambos experimentos fueron esenciales para la sociedad, y las conclusiones derivadas de aquellos descubrimientos resultaron ser fuente de inspiración para la invención posterior de las máquinas eléctricas.

Antes de profundizar en el presente capítulo conviene recordar algunos conceptos básicos. Se denominan máquinas eléctricas al conjunto formado por motores, generadores y transformadores eléctricos. Es posible hacer esta agrupación por las grandes similitudes existentes tanto en la construcción como en el funcionamiento de estos dispositivos, tanto es así, que incluso algunos son capaces de actuar como motor y generador indistintamente.

Un motor eléctrico es un dispositivo electromecánico capaz de convertir energía eléctrica en energía mecánica de rotación. La transformación anterior es posible gracias a la aparición de fuerzas magnéticas sobre las cargas eléctricas, debido a que estas cargas se desplazan en el interior de un campo magnético (fenómeno descubierto por el científico británico Michael Faraday en 1831).

## 2.1. Introducción a los motores sin escobillas.

Se denomina motor Brushless a aquellos motores eléctricos que carecen de escobillas o de algún sistema de conmutación mecánica que realice una función similar a éstas.

Las escobillas son unas piezas metálicas de pequeño tamaño que permanecen en contacto con los devanados del rotor, de tal forma que a medida que se produce el giro del motor permiten cambiar la polaridad de los devanados de una manera mecánica.

Los primeros prototipos de motores sin escobillas comenzaron a surgir durante el siglo XIX, sin embargo en aquel momento no tuvieron éxito debido a la mala calidad de los imanes permanentes. No fue hasta finales de la década de 1950 cuando este tipo de motores empezaron a ser comercializados a gran escala [1], aproximadamente un siglo más tarde que los motores convencionales con escobillas. A pesar del amplio retraso inicial con el que

partían, los motores Brushless sufrieron una rápida evolución desde entonces, provocada en gran parte por el gran desarrollo de los materiales magnéticos, de los controladores y de las técnicas de control.

Dentro del término Brushless tienen cabida distintos tipos de motores sin escobillas, una de las clasificaciones más habituales que se suele realizar, y a la vez la más sencilla, es en función de cómo se efectúe su excitación. De acuerdo a este criterio se obtienen dos amplios grupos de motores de imanes permanentes [12]:

- Motores Brushless DC (BrushLess Direct Current o BLDC), alimentados con corriente continua.
- Motores Síncronos de Imanes Permanentes (Permanent Magnets Synchronous Motor o PMSM) alimentados con corriente alterna.

La principal característica de los motores Brushless, además de la carencia de escobillas, es que pertenecen a la familia de los motores síncronos. Los motores síncronos se caracterizan por operar a la velocidad de sincronismo, o dicho de otra forma, la velocidad de giro de su eje está sincronizada con la frecuencia de la corriente de alimentación. La velocidad de sincronismo es directamente proporcional a la frecuencia de línea e inversamente proporcional al número de pares de polos del motor, quedando definida por la siguiente fórmula [3]:

$$n = \frac{60 f}{P}$$

siendo:

- $n$ , velocidad de sincronismo (rpm).
- $f$ , frecuencia de alimentación (Hz).
- $P$ , número de pares de polos.

De la fórmula anterior, la que define la velocidad de sincronismo, se puede deducir que sólo existen dos maneras diferentes para realizar un control de velocidad en un motor síncrono: modificando el número de pares de polos o variando la frecuencia de alimentación. La primera opción, además de ser poco práctica, solo permite alcanzar velocidades discretas, o lo que es lo mismo, para una frecuencia típica de 50 Hertzios sólo se podrían obtener velocidades de 3000, 1500, 1000 rpm y sucesivas. Si se desea controlar la velocidad de una manera continua se debe actuar sobre la frecuencia de excitación del motor.

A pesar de que los motores PMSM y BLDC utilicen distintos tipos de alimentación su funcionamiento es realmente similar. Como se ha explicado anteriormente, para poder controlar la velocidad de un motor síncrono de una manera continua es necesario ajustar la frecuencia de excitación, por este motivo los motores BLDC precisan de algún dispositivo capaz de transformar una señal continua en otra alterna; para la tarea anterior se suele utilizar un inversor, capaz de generar una señal de excitación alterna de frecuencia deseada con la que poder alimentar a cada fase del motor. Por idénticas razones, los motores PMSM precisan de algún dispositivo que transforme una señal alterna de frecuencia invariable en otra de frecuencia ajustable, una posible solución sería la utilización de un rectificador, el cual transformaría la señal alterna en continua, seguido de un inversor, que convertiría la señal rectificada en una señal de corriente alterna de frecuencia deseada. Luego, en ambos tipos de motor la excitación final se realizará siempre mediante una señal alterna, lo cual pone de manifiesto que su funcionamiento no es tan diferente de lo que podría suponerse a priori.

## 2.2. Construcción.

Como se ha mencionado anteriormente, la principal diferencia constructiva de los motores Brushless frente a otros tipos de motores es la carencia de escobillas o de un sistema mecánico de cambio de polaridad en los devanados.

Es posible prescindir de las escobillas situando imanes permanentes en el rotor y los devanados magnéticos en el estator de la máquina, exactamente al contrario que en un motor con escobillas convencional. Con esta disposición se evita el tener que transferir las corrientes eléctricas al rotor, por lo que se elude la problemática de alimentación de la parte móvil del motor.

Por el contrario, es necesario implementar algún sistema que reemplace a las escobillas y que permita cambiar la polaridad de los devanados para mantener en movimiento al motor. El Driver o Controlador de Motor Electrónico es capaz de realizar esta función, activando y desactivando en cada instante la alimentación de cada devanado magnético. Asimismo, este dispositivo permite regular la velocidad de giro del motor, en contraposición con la mayoría de los motores síncronos que suelen trabajar únicamente a la velocidad de sincronismo.

Las posibilidades constructivas de los motores Brushless son prácticamente ilimitadas. El diseño de los mismos depende de distintos parámetros como el número de fases de

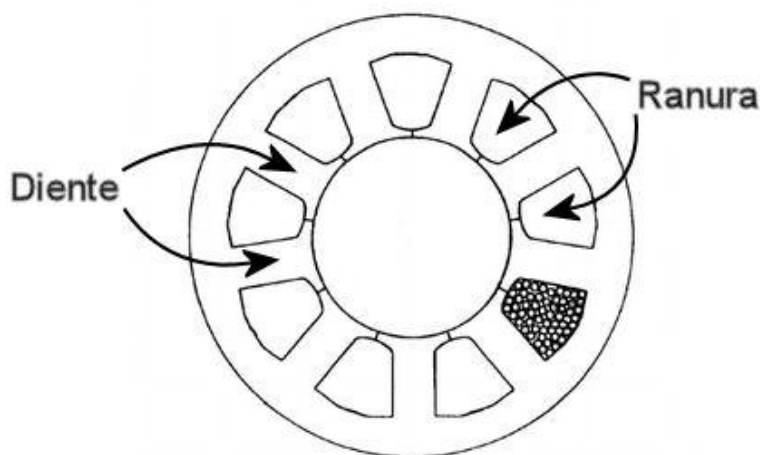


alimentación, el número de polos de la máquina o la disposición, la forma o el material de los imanes permanentes del rotor.

Debido a la gran cantidad de posibilidades y para reducir el número de opciones existentes, este texto se centrará esencialmente en explicar la construcción, el funcionamiento y el control en su configuración más habitual: los motores Brushless trifásicos.

### 2.2.1. El estator.

El estator, como en cualquier otro motor, es la parte fija del motor. En los motores sin escobillas, el estator está formado por un conjunto de láminas apiladas de material ferroso que constituyen el núcleo de hierro. Dichas láminas suelen estar recubiertas por un material aislante con objeto de disminuir las pérdidas del motor, y cuentan con un determinado número de dientes entre los cuales se sitúan las ranuras dónde van colocadas las bobinas.



**Figura 2.1. Estator de un motor Brushless.**

El número de ranuras del núcleo depende de las características del motor construido. Aunque no existe una relación entre el tamaño del motor y el número de ranuras, se suele cumplir que cuanto mayor es el tamaño del motor mayor es el número de ranuras. En el caso de que la alimentación sea trifásica, como es el caso del motor utilizado en este proyecto, el único requisito que se debe cumplir es que el número de ranuras siempre sea un múltiplo de 3.

La construcción de los motores PMSM y de los BLDC es prácticamente idéntica entre sí, no obstante las principales diferencias entre ambos se pueden encontrar en su respectivo estator. Estas leves diferencias constructivas están relacionadas con el modo en que son

alimentados, y tienen por objeto la obtención de una determinada forma de onda de la Fuerza Contra-Electro-Motriz (FCEM), lo cual será determinante para seleccionar una estrategia de control u otra.

La forma de onda de la Fuerza Contra-Electro-Motriz depende de factores de diseño como la distribución de los imanes permanentes y de los devanados, la forma de arrollar las bobinas, la alimentación, etc. Conociendo estos parámetros y su influencia, los diseñadores de máquinas eléctricas pueden combinarlos para obtener una forma de onda concreta.

Los motores BLDC están diseñados para lograr una FCEM trapezoidal, por lo que el rotor necesita ser configurado para crear un flujo magnético uniforme. Los motores PMSM están diseñados para obtener una FCEM sinusoidal, por lo que su rotor está diseñado para crear un flujo magnético también sinusoidal. De los factores de los que depende la forma de onda de la FCEM, el que causa las diferencias más notables es la distribución de las bobinas del estator, en los motores BLDC los devanados suelen estar concentrados y en los motores PMSM suelen colocarse distribuidos por el estator.

Las diferencias entre ambos tipos son tales, que a los motores sin escobillas se les suele nombrar también por la forma de onda de su respectiva FCEM: a los motores BLDC se les denomina Brushless Trapezoidal y a los motores PMSM se les denomina Brushless Senoidal [3]. En la figura 2.2. se muestran las formas de onda de la FCEM de un motor BLDC y de un PMSM, se debe aclarar que en ambos casos se trata de formas de onda ideales puesto que en la realidad no tienen sus rasgos tan acentuados.

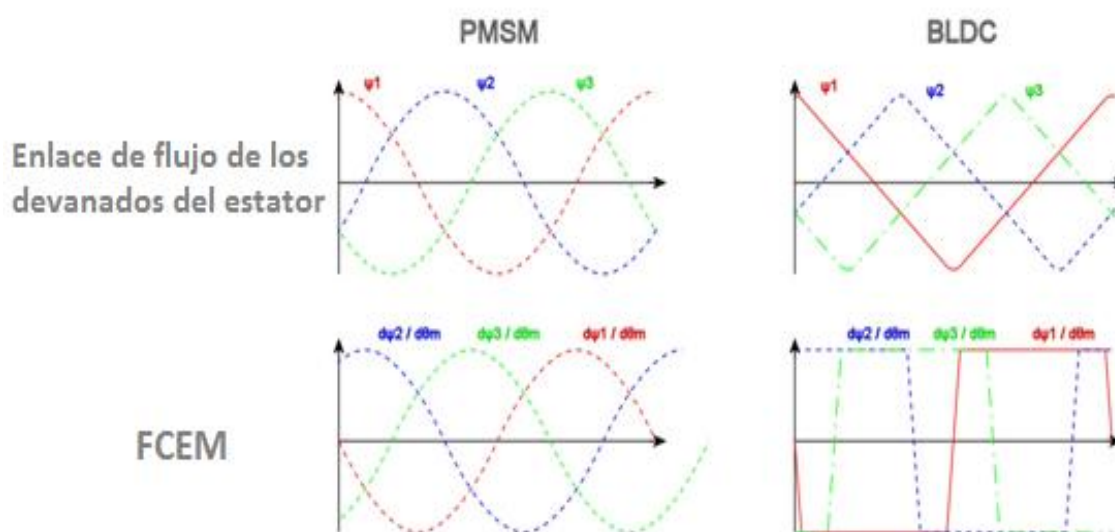


Figura 2.2. Forma de onda de la FCEM en motores BLDC y PMSM.

Las diferencias entre las formas de onda de la FCEM carece de importancia en motores de pequeña potencia, no obstante en motores de mayor potencia provoca que los motores PMSM tengan un menor rizado en el par entregado y sean más eficientes que los BLDC. Estas ventajas se deben a que la señal sinusoidal contiene una menor cantidad de armónicos y por tanto se reducen los efectos negativos que estos causan.

### 2.2.2. El rotor.

El rotor es la parte móvil de un motor. El rotor de los motores sin escobillas está compuesto principalmente por los imanes permanentes. El número de imanes permanentes, las múltiples posibilidades de colocación de los imanes en diferentes posiciones del rotor y la posición del rotor respecto al estator son aspectos claves en el diseño de un motor sin escobillas. Las múltiples combinaciones de estos parámetros hacen posible que puedan existir abundantes diseños de rotor.

La posición del rotor respecto a la del estator no es un factor decisivo, cierto es que dependiendo del tipo seleccionado se logrará un motor capaz de proporcionar un mayor par o una mayor velocidad de rotación. Existen dos posibles configuraciones:

- Inrunner, rotor en el interior. Mayores revoluciones por voltio, menor par.
- Outrunner, rotor en el exterior del estator. Mayor par, menor velocidad.

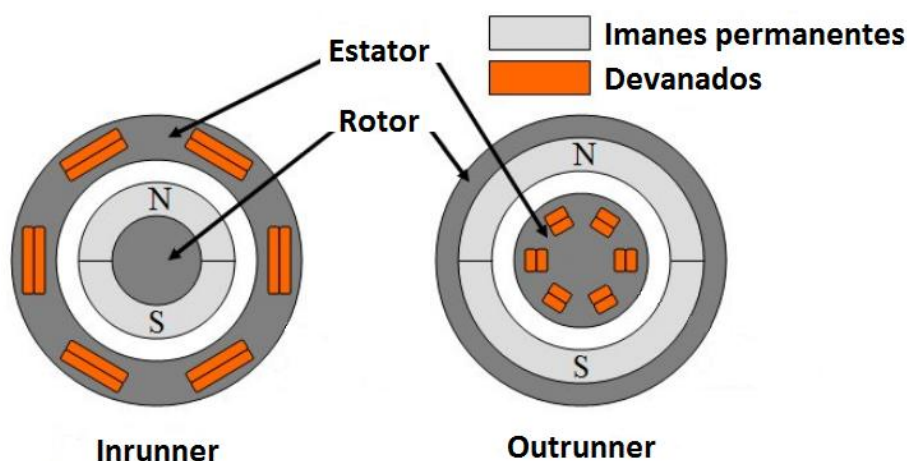
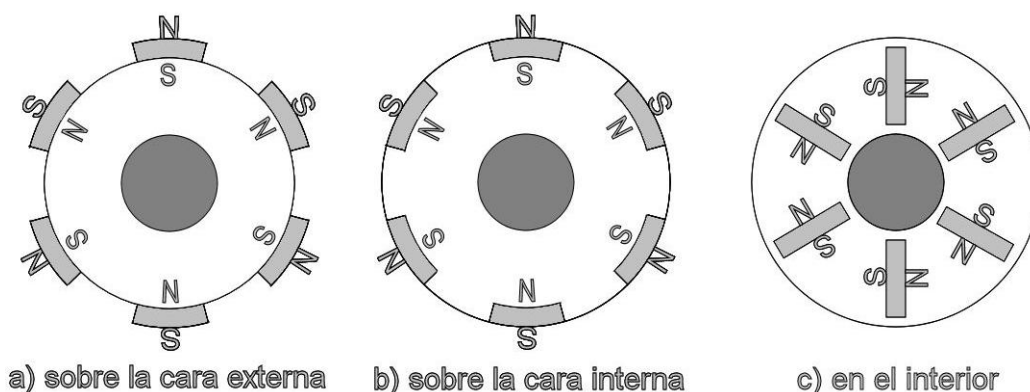


Figura 2.3. Motor Brushless Inrunner y Outrunner.

Más importante en el diseño de un motor sin escobillas es la elección del tipo de material magnético de los imanes permanentes. La mayor parte de los motores utilizan imanes de ferrita por su amplia disponibilidad y su bajo coste, pero a medida que han prosperado las investigaciones sobre las propiedades magnéticas de otros materiales, cada vez es más

frecuente que se utilicen aleaciones de Neodimio-Hierro-Boro, Samario-Cobalto y Aluminio-Níquel-Cobalto. La elección de una aleación con mayor densidad magnética que la ferrita encarece la construcción del motor, pero permite construir motores más compactos, y por consiguiente más ligeros.

Sobre el número de imanes decir que está relacionado con el número de pares de polos del motor. Como se ha visto con anterioridad, los motores sin escobillas son síncronos, por lo que el número de pares de polos es un parámetro fundamental para definir la velocidad de giro del motor. En cuanto a la posición de los imanes permanentes cabe destacar que existen muchas posibilidades de colocación en el rotor, las tres configuraciones más frecuentes son las que aparecen en la Figura 2.4.: a) Imanes sobre la superficie del rotor, b) en la superficie interna del rotor y c) en el interior.



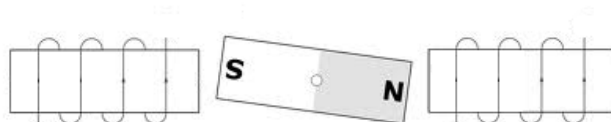
**Figura 2.4. Posiciones más frecuentes de los imanes permanentes.**

La primera configuración, montaje superficial de los imanes permanentes, tiene la característica de crear un campo magnético isotrópico, además, por su estructura mecánica el espacio en el entrehierro suele ser mayor, lo que se traduce en una menor capacidad de debilitamiento de flujo. Sin embargo, los imanes permanentes en el interior del rotor muestran anisotropía (leve en configuración "b", mayor en configuración "c"), y el hueco en el entrehierro suele ser menor [3].

## 2.3. Principio de Funcionamiento.

El principio que rige el funcionamiento de cualquier motor eléctrico es la interacción entre los campos magnéticos del rotor y del estator. En el caso concreto de un motor sin escobillas, los campos magnéticos que interactúan son los creados al alimentar las bobinas del

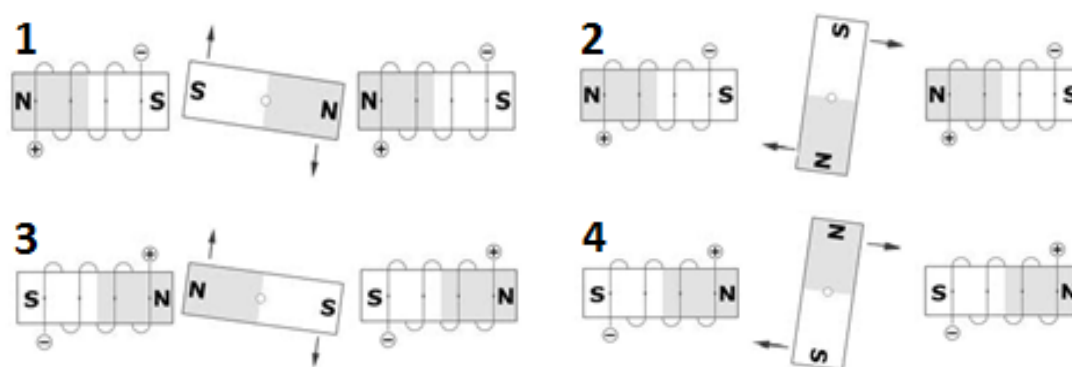
Para comprender el funcionamiento de un motor sin escobillas se va a proponer un ejemplo sencillo. Imagínese un hipotético motor monofásico con un único par de polos como el de la siguiente figura.



**Figura 2.5. Motor Brushless monofásico con un par de polos.**

Es conocido que al hacer pasar una corriente eléctrica por una bobina se crea un campo magnético en su entorno, o lo que es lo mismo, la bobina se comporta como un electroimán. También es conocido que cualquier campo magnético se compone de dos polos magnéticos, positivo y negativo, y que entre los polos de los distintos campos magnéticos aparecen fuerzas magnéticas, fuerzas de atracción entre polos magnéticos de signo opuesto y fuerzas de repulsión entre polos del mismo signo.

En base a los principios electromagnéticos anteriores, cuando se excitan las bobinas del estator se inducen unos campos magnéticos que generan un momento o par de giro sobre la parte móvil, y se produce la rotación del eje del motor. Para que la rotación continúe a lo largo del tiempo es necesario conmutar la excitación de las bobinas, de esta forma se consigue que el campo magnético asociado a los imanes permanentes persiga al campo magnético generado en el estator.



**Figura 2.6. Principio de funcionamiento de un motor Brushless.**

El principio de funcionamiento del ejemplo anterior es extrapolable a motores más complejos, con mayor número de pares de polos y mayor número de fases de alimentación (normalmente trifásicos).

Como cabe suponer, el problema que surge con este tipo de motores y con su modo de funcionamiento es a la hora de determinar los instantes en los que ha de producirse un cambio de polaridad en los devanados, ya que a menudo se deben cumplir unos requisitos de funcionamiento que exigen un control preciso sobre la velocidad y el par de giro. Para solventar esta problemática es indispensable utilizar controladores electrónicos, los cuales se encargan de excitar a los devanados del motor de manera independiente, de tal forma que se genere un campo magnético perpendicular al campo magnético del rotor, manteniendo la velocidad y el par del motor en unos valores estables definidos por el usuario.

## 2.4. Ecuaciones eléctricas de los motores Brushless.

La tensión de una única fase puede ser expresada de la siguiente manera:

$$u = Zi = Ri + \frac{d}{dt}(Li + \Psi_m(\theta_{re})) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{d}{dt}\Psi_m(\theta_{re})$$

donde:

- $R$ , es la resistencia de fase de los devanados del estator.
- $L$ , es la inductancia de fase de los devanados del estator.
- $\Psi_m(\theta_{re})$ , es el enlace de flujo de los devanados del estator.

De la ecuación anterior cabe destacar el tercer término de la expresión, el cual se corresponde con la Fuerza Contra-Electro-Motriz. La FCEM es una tensión o fuerza que se opone a la causa que la genera de acuerdo a la ley de Lenz. En el caso de un motor sin escobillas, la FCEM es producida por el giro del rotor, ya que al existir un desplazamiento relativo entre los imanes permanentes del rotor y las bobinas del estator se originan variaciones de flujo magnético en estas últimas, lo cual provoca que se induzca una tensión en sus bornes.

Es posible calcular matemáticamente la FCEM ( $E$ ) derivando el enlace de flujo de los devanados del estator ( $\Psi_m$ ) en función del tiempo, esta última magnitud de flujo magnético se

caracteriza por ser función de la posición angular del rotor ( $\theta_e$ ), pues se obtiene a partir de la suma de los flujos de cada una de las espiras que forma un devanado.

$$FCEM = E = \frac{d}{dt} \Psi_m(\theta_{re}) = \frac{d\Psi_m(\theta_{re})}{d\theta_{re}} \frac{d\theta_{re}}{dt} = \omega_e \frac{d\Psi_m(\theta_{re})}{d\theta_{re}}$$

donde:

- $\omega_e$ , es la velocidad eléctrica de la máquina.

De las expresiones matemáticas anteriores se pueden extraer dos importantes conclusiones:

- La forma de onda de la FCEM es función de la posición angular del rotor, la cual a su vez depende de los factores de diseño de la máquina eléctrica.
- La amplitud de la FCEM es función de la velocidad del motor. La FCEM aumenta proporcionalmente a medida que aumenta la velocidad.

Se ha visto el caso de una única fase, pero se ha de tener en cuenta que gran parte de los motores sin escobillas suelen ser trifásicos. Tres fases suponen que las expresiones anteriores se compliquen sensiblemente, ya que, además de ser variable en el tiempo, se introducen los efectos del acoplamiento magnético mutuo de las bobinas del estator.

Las tensiones de fase de un motor trifásico PMSM pueden ser expresadas de esta forma:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_i + L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & L_i + L_m & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_i + L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ma}(\theta_{re}) \\ \Psi_{mb}(\theta_{re}) \\ \Psi_{mc}(\theta_{re}) \end{bmatrix}$$

donde:

- $R$ , es la resistencia del devanado del estator por fase.
- $L_i$ , es la inductancia de escape del estator por fase.
- $L_m$ , es la inductancia de magnetización del estator por fase.
- $i_{a,b,c}$ , es la intensidad de fase.
- $\theta_{re}$ , es el ángulo eléctrico del rotor.
- $\Psi_{ma,mb,mc}$ , es el enlace de flujo creado por los imanes permanentes.

Si se aplicase la expresión anterior al caso concreto de un motor trifásico sin escobillas del tipo PMSM, en el que sus fases se encuentran desfasadas  $120^\circ$  entre si y está específicamente diseñado para conseguir una forma de onda de la FCEM sinusoidal tendríamos la siguiente expresión:

$$u_a = V \cos(\omega_e t) \quad u_b = V \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad u_c = V \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_a = I \sin(\omega_e t) \quad i_b = I \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad i_c = I \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_i + L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & L_i + L_m & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_i + L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Nótese que el primer término de la expresión anterior es habitualmente despreciable frente a los otros, pues el efecto de las inductancias de las bobinas suele ser mucho mayor que el de las resistencias. De igual manera, el tercer término de la expresión se corresponde con la FCEM, el cual puede ser desarrollado y expresado de otra forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = -\omega_e \Psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_{re} \\ \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Los motores eléctricos transforman la energía eléctrica en energía mecánica de rotación. Esta transformación no es completamente eficaz ya que siempre se producen pérdidas, parte de la energía es utilizada para crear los campos magnéticos, otra parte se pierde por el efecto Joule o por el rozamiento mecánico (en ambos casos se disipan en forma de calor). En un motor sin escobillas la capacidad para producir par es dada por la siguiente fórmula:

$$T_e = p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_{re}} \begin{bmatrix} \Psi_m(\theta_{re}) \\ \Psi_m\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

donde:

- $p$ , es el número de pares de polos.



De igual manera, se puede aplicar la expresión anterior para calcular el par entregado por un motor PMSM.

$$T_e = p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_{re}} \begin{bmatrix} \Psi_m(\theta_{re}) \\ \Psi_m\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} I \sin(\omega_e t) \\ I \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Operando en la expresión anterior se puede llegar a otra mucho más sencilla en la que se demuestra que el par producido por un motor PMSM es constante.

$$T_e = p \Psi_m I \left( \sin^2(\omega_e t) + \sin^2\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) = \frac{3}{2} p \Psi_m I$$

## 2.5. Ecuaciones mecánicas de los motores eléctricos.

La función del motor es la obtención de energía mecánica a partir de cualquier otro tipo de energía, la energía mecánica producida puede transformarse a su vez en trabajo, o lo que es lo mismo, puede ser utilizada para mover una carga.

Aplicando las leyes fundamentales de la dinámica se puede llegar a la expresión que determina la aceleración angular de un motor a partir del par resultante que actúa sobre el mismo:

$$\sum T = I \frac{d\omega}{dt}$$

donde:

- $T$ , par resultante.
- $I$ , momento de inercia del conjunto.
- $\omega$ , velocidad angular del motor.

El par resultante de la expresión anterior se compone principalmente de dos elementos: el par eléctrico ofrecido por el motor ( $T_e$ ) y el par resistente de la carga ( $T_l$ ). Dependiendo de las condiciones de trabajo podrían aparecer otros elementos, como por ejemplo aquellos relacionados con la mecánica de fluidos y con las pérdidas por rozamiento, en bastantes casos estos efectos pueden ser despreciables frente a los dos elementos principales mencionados. Teniendo en consideración lo expuesto anteriormente se llegaría a una sencilla ecuación, de la cual se deducen tres posibles casos.



$$T_e - T_l = I \frac{d\omega}{dt}$$

Si:

- $T_e > T_l \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} > 0$ : Etapa de aceleración.
- $T_e = T_l \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = 0$ : Etapa de velocidad constante.
- $T_e < T_l \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} < 0$ : Etapa de desaceleración.

## 2.6. Principales usos, ventajas e inconvenientes.

Desde su aparición comercial en la década de 1960 los motores sin escobillas han ido sustituyendo paulatinamente a los motores convencionales, estando presentes cada vez en un mayor número de aplicaciones. El gran desarrollo que han experimentado en estos últimos años ha conseguido mejorar su funcionamiento, hasta tal punto que hoy en día son utilizados en situaciones impensables en sus comienzos. Algunas de las aplicaciones más importantes se indican a continuación:

- Robótica y sistemas de automatización industrial.
- Electrodomésticos (lavadoras, bombas de lavaplatos, aire acondicionado, etc.).
- Equipos médicos, máquinas de apnea del sueño, sillas de ruedas.
- Automoción, vehículos eléctricos e híbridos, ciclomotores y bicicletas eléctricas.
- Tecnología aeroespacial.
- Sistemas de calor, ventilación y aire acondicionado.
- Equipos electrónicos (discos duros, ventiladores, lectores de CD's, DVD's, etc.).

El hecho de que los motores Brushless sean tan utilizados actualmente no es fruto de la casualidad, ya que este tipo de motores ofrecen importantes ventajas frente a los motores de corriente continua con escobillas o los de corriente alterna. Es más, estos motores están tan extendidos debido a que las desventajas inherentes a su utilización son prácticamente nulas.

Por norma general, este tipo de máquinas tienen una estructura interna más simple, lo cual permite reducir el peso y el tamaño respecto a otros tipos de motores síncronos de especificaciones similares, además, poseen una menor inercia rotórica, luego pueden acelerar más rápidamente y ofrecer una mejor respuesta a las señales de arranque o paro. Por otra parte, al carecer de escobillas o de un sistema similar de conmutación mecánica se obtienen otro tipo de ventajas tales como: menor necesidad de mantenimiento, mayor fiabilidad, no se

producen virutas ni chispas causadas por el rozamiento, y mayor inmunidad a las radio-interferencias.

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"><li>• Mayor eficiencia.</li><li>• Fiabilidad.</li><li>• Control de posición y velocidad exacto.</li><li>• Respuesta rápida.</li><li>• Menos ruidosos.</li><li>• Menores costes de mantenimiento.</li><li>• Elevada relación par/tamaño.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Mayor coste (material magnético, imanes permanentes).</li><li>• Controladores más complejos y caros.</li></ul>

**Tabla 2.1. Ventajas e inconvenientes de los motores Brushless.**





# Capítulo 3: Controladores electrónicos.

El control de motores eléctricos abarca un amplio abanico de significados, puede consistir en un sencillo mecanismo de conexión de un simple motor, o en un complejo sistema con multitud de dispositivos capaz de controlar varios motores simultáneamente. Durante el diseño de un sistema de control se han de tener en cuenta muchos factores, especialmente aquellos relacionados con las necesidades de la aplicación y con el tipo de motor empleado, estos factores definirán en gran medida la complejidad del sistema de control.

En el caso concreto de algunos tipos de motores eléctricos la dificultad se eleva considerablemente. Por ejemplo, el control en los motores sin escobillas siempre ha sido uno de los principales inconvenientes de este tipo de máquinas, llegando a lastrar su evolución en sus comienzos y provocando un desarrollo tardío respecto a los motores con escobillas convencionales.

### **3.1. Principales funciones de un controlador de motor.**

La mayoría de los motores eléctricos están gobernados por algún tipo de controlador, cuyas características dependerán de las tareas que deba efectuar. Algunas de estas tareas son bastante simples, sin embargo, otras son complejas de poner en práctica. Las funciones que se explican a continuación no son las únicas, pero sí las más importantes:

#### **1. Arranque.**

La puesta en marcha de un motor es uno de los principales objetivos de un sistema de control. El arranque es una de las fases críticas puesto que el motor pasa de permanecer en reposo a alcanzar una velocidad concreta en poco tiempo. El control del arranque depende de las necesidades de cada aplicación, en ocasiones puede consistir en un simple interruptor que conecte el motor con la fuente de energía, sin embargo, en otras ocasiones puede ser necesario limitar las corrientes eléctricas durante los primeros instantes (régimen transitorio) o puede ser aplicado algún método que prolongue el tiempo necesario para alcanzar la velocidad final.

#### **2. Parada.**

La parada es la fase opuesta al arranque, bien es cierto que esta no suele tener tanta importancia como la primera. El método más sencillo consiste en desconectar el motor de la alimentación para que este se detenga libremente, en algunos casos esto puede no ser suficiente y ser necesario que la máquina se detenga rápidamente por medio de algún freno,

disipando la energía en forma de calor causado por el rozamiento mecánico, o bien activar algún dispositivo que evite el giro del motor cuando no está conectado.

Una alternativa que con el tiempo va ganando peso es la conversión de la energía cinética en energía eléctrica aprovechando la inercia de giro del motor, la energía eléctrica producida puede ser utilizada para otro propósito o bien puede ser almacenada para ser consumida posteriormente.

### **3. Control de velocidad.**

Probablemente el control de velocidad es la función más importante de un sistema de control. Algunas aplicaciones requieren un sistema de accionamiento de velocidad variable, dependiendo del tipo motor y de las exigencias de la aplicación se selecciona el método de regulación de velocidad adecuado. De entre los múltiples métodos existentes los más habituales son mediante la variación del número de polos, variación de frecuencia, control de tensión y control de corrientes de alimentación.

### **4. Protección de circuitos eléctricos y motor.**

Otra de las funciones principales de un sistema de control es la protección de los componentes eléctricos y electrónicos que forman la circuitería, y salvaguardar el motor en caso de fallo o error. El sistema de protección puede variar ostensiblemente entre unos casos y otros, pudiendo no existir o pudiendo actuar por excesos de tensión y/o corriente, o por cualquier otro motivo que se considere oportuno.

### **5. Seguridad.**

Además de las funciones anteriores, es indispensable que el controlador proporcione protección a las personas para que no sufran consecuencias físicas por un posible mal funcionamiento del motor. Las medidas de seguridad dependerán de las funciones específicas que realice cada aplicación [2].

Los controladores de motor son importantes por realizar las funciones anteriores, pero su importancia es aún mayor cuando se trata de un motor Brushless, ya que sin él sería prácticamente imposible su funcionamiento. En los motores sin escobillas suelen utilizarse los denominados controladores electrónicos, estos dispositivos, además de ejecutar las funciones básicas vistas anteriormente, son los encargados de determinar en cada instante las fases del motor que deben ser excitadas de acuerdo a unas técnicas de control y a parámetros establecidos por el usuario.

## 3.2. Tipos de Controladores Electrónicos.

Los controladores electrónicos se basan en un conjunto de interruptores fabricados con materiales semiconductores, que se abren o cierran en función de su respectiva señal de control, la cual es generada a partir de la técnica de control seleccionada. El proceso de control de los interruptores es conocido como Conmutación Electrónica.

Para realizar el control de un motor sin escobillas es fundamental conocer la posición del rotor en cada instante, ya que el objetivo es el de aplicar a cada fase de alimentación la cantidad de energía correcta en todo momento, o dicho de otro modo, el controlador debe sincronizar la conmutación de las fases con la posición angular del rotor y los valores consignados por el usuario.

A partir de este punto, aparece una clara división entre los controladores electrónicos dependiendo de cómo conozcan la posición del rotor, en la que existen dos grandes familias: los que utilizan sensores de posición y los que conocen las variables mecánicas sin necesidad de ellos.

### 3.2.1. Controladores de Motor con Sensores.

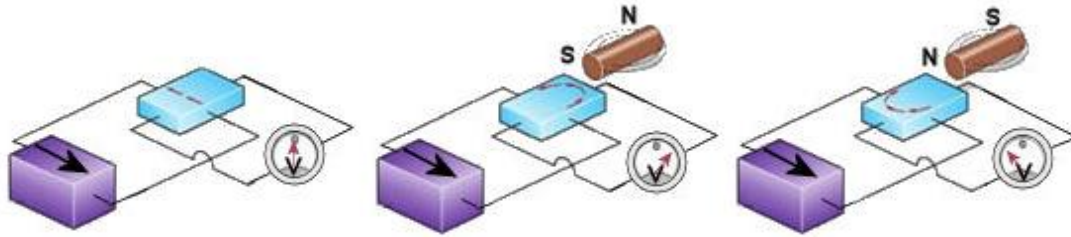
Estos controladores se caracterizan por el uso de sensores electromecánicos u ópticos para conocer la posición y la velocidad del motor. Entre los muchos tipos de sensores de posición que existen los más utilizados son los sensores de efecto Hall, Resolvers y Encoders [6]. En menor medida se utilizan los sensores de reluctancia variable y los acelerómetros.

#### 3.2.1.1. Sensores de efecto Hall.

Este tipo de sensor se basa en la teoría del efecto Hall, fenómeno descubierto por Edwin Hall en 1879. Esta teoría establece que si un objeto conductor de la corriente eléctrica es influenciado por un campo magnético perpendicular al movimiento de las cargas, aparecerá una diferencia de tensión entre las caras del conductor. La explicación a este fenómeno se encuentra en la fuerza transversal ejercida por el campo magnético sobre los portadores de carga en movimiento, lo que provoca que las cargas del mismo tipo se concentren mayoritariamente sobre un lado del conductor y por tanto aparezca una tensión cuantificable entre las caras del conductor [2].

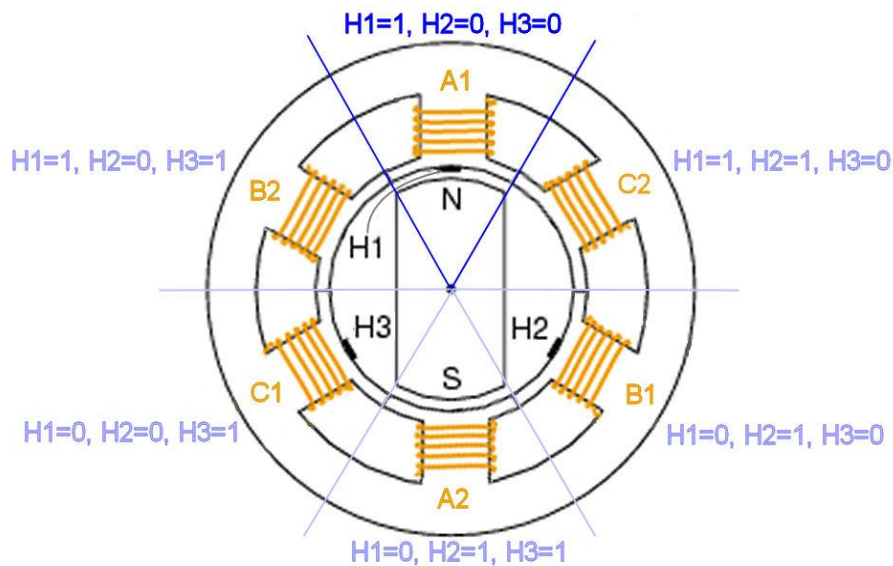
En la figura inferior se muestran algunas imágenes que ayudarán a comprender lo explicado en el párrafo anterior.





**Figura 3.1. Efecto Hall.**

Este tipo de sensores pueden ser utilizados para detectar la presencia de los imanes permanentes de un motor sin escobillas, y a partir de los datos ofrecidos por los sensores se puede conocer la posición y la velocidad del rotor. Los sensores Hall son sensores discretos, es decir, el sensor envía una señal Alta o Baja siempre que un polo magnético del rotor pasa por las proximidades del sensor, en función del valor de la señal se conocerá el tipo de polo (positivo o negativo). Su principal inconveniente es que no permiten conocer la posición del rotor con precisión, sin embargo, utilizando tan sólo tres sensores Hall se pueden diferenciar hasta seis posiciones diferentes del rotor (6 sectores de  $60^\circ$ ), suficientes para llevar a cabo la conmutación de las fases, por lo que se recomienda utilizar este tipo de sensores en aplicaciones de bajo coste.



**Figura 3.2. Motor Brushless Trifásico con tres sensores de efecto Hall.**

### 3.2.1.2. Resolver.

Para aplicaciones que requieran una medida de posición más precisa se suelen utilizar sensores de mayor coste como los resolvers y los encoders.

Un resolver es un sensor compuesto por tres bobinas, la bobina principal gira solidariamente con el eje del motor; las otras dos bobinas secundarias, denominadas senoidal y cosenoidal, se fijan al estator de la máquina formando un ángulo de  $90^\circ$  entre sí, por lo que permanecen inmóviles a lo largo del tiempo.

El funcionamiento del resolver es similar al de un transformador eléctrico, al excitar el devanado primario del rotor con una señal alterna se inducen corrientes en las dos bobinas secundarias del estator, cuya amplitud dependerá de la orientación de los devanados secundarios con respecto al primario. Las señales de las bobinas senoidal y cosenoidal están moduladas en amplitud, en la que la tensión de excitación actúa como señal portadora. Si se realiza un adecuado tratamiento sobre las dos señales moduladas en amplitud se puede conocer la posición angular exacta del rotor aplicando razones trigonométricas.

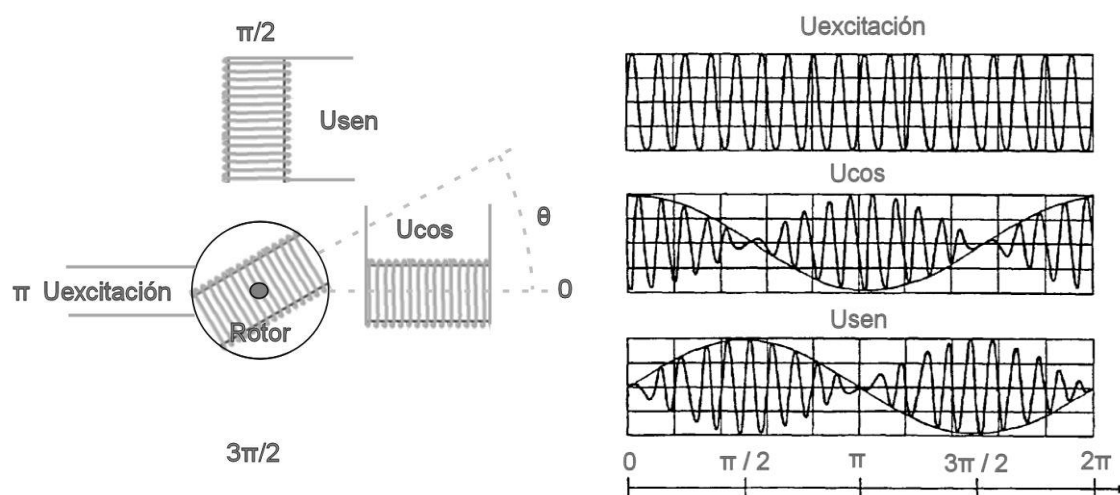
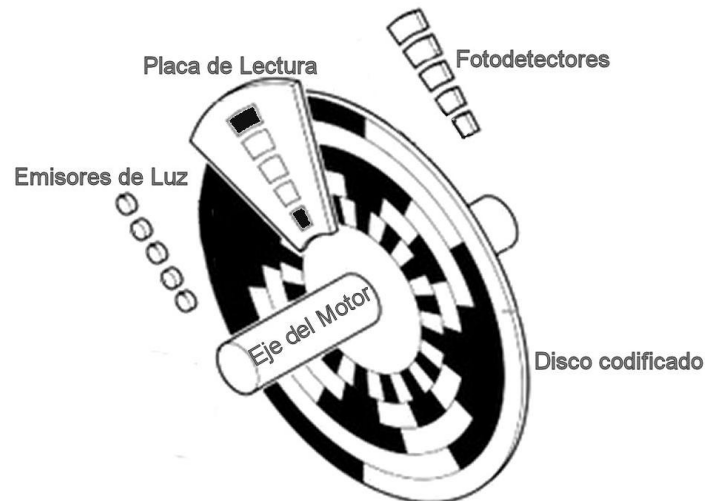


Figura 3.3. Esquema y funcionamiento de un Resolver.

### 3.2.1.3. Encoder.

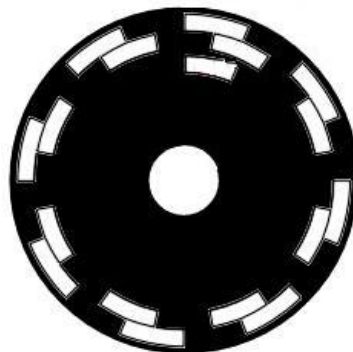
El Encoder es un dispositivo electromecánico con el que también se puede conocer la posición angular de un objeto. Su funcionamiento es bastante sencillo, consiste en asignar una codificación a cada uno de los sectores de un disco, el cual ha sido previamente dividido, de tal forma que al hacer la lectura del código se puede determinar la posición angular del rotor.

Con el paso del tiempo se han diseñado distintas soluciones basadas en este principio de funcionamiento, se pueden encontrar encoders equipados con sensores mecánicos, magnéticos u ópticos, así como encoders que utilizan diferentes tipos de codificación (código binario, Gray, etc.).



**Figura 3.4. Encoder absoluto óptico.**

Existen dos grandes tipos de encoders: Absolutos e Incrementales. Los absolutos se caracterizan por asignar a cada sector una codificación única, permitiendo conocer la posición inmediatamente. Los incrementales calculan la posición a partir de la posición inmediatamente anterior, lo cual posibilita una mayor resolución al simplificar la codificación de los discos, y abaratar costes al ser necesarios menos sensores. Sin embargo, necesita de una señal adicional que sirva de referencia para conocer la posición angular respecto a la posición anterior.



**Figura 3.5. Encoder óptico incremental.**

### 3.2.2. Controladores de Motor Sin Sensores.

A priori, puede parecer imposible conocer la posición del rotor sin recurrir a la información que proporcionan los sensores de posición, pero si se estudia en profundidad cómo es el funcionamiento de un motor eléctrico se pueden ingeniar métodos alternativos que permitan obtener la posición y la velocidad del rotor. Estos métodos no miden

directamente las variables mecánicas, sino que utilizan otras variables para determinar los instantes de conmutación o las estiman en tiempo real mediante los algoritmos oportunos.

Los controladores de motor sin sensores son robustos y recomendados en aquellos casos donde el uso de sensores de posición es inviable por razones técnicas o económicas. Alguno de los motivos que pueden llevar a los diseñadores a emplear técnicas de medición sin sensores pueden ser [6]:

- Presupuesto limitado. Los sensores de posición encarecen el coste del conjunto.
- Espacio insuficiente para situar los sensores.
- Aumento de fiabilidad. Los posibles fallos de los sensores pueden provocar inestabilidad en el sistema de control.
- Presencia de fluidos en el ambiente de trabajo incompatibles con los sensores.

Como contraste, estas técnicas no suelen ser recomendables en aplicaciones que requieran velocidades de giro del motor muy bajas, ni en las aplicaciones donde la carga del motor cambie repentinamente. Los mayores inconvenientes que presentan son la complejidad de la electrónica y de los algoritmos de control necesarios para implementarlos.

Hasta la fecha se han ideado gran cantidad de métodos que no requieren sensores. Cada método presenta sus ventajas y sus inconvenientes, por lo que la selección de un método u otro vendrá marcada por las necesidades de cada aplicación: tipo de motor a controlar, tipo de conmutación empleado, nivel de potencia y tensión, velocidad de giro, presupuesto, etc.

Las fuentes consultadas para la realización de este documento coinciden en distinguir entre dos grandes grupos de técnicas sin sensores [4], que son los siguientes:

- 1. Técnicas de control a través del análisis de la FCEM.** Estas técnicas utilizan la información que proporciona la FCEM para determinar los momentos de conmutación de las fases. A esta categoría pertenecen numerosos métodos, ya sea mediante la medición directa de la FCEM o indirecta.
- 2. Técnicas basadas en la estimación y en esquemas basados en el modelo.** Estas técnicas recurren a magnitudes que no son directamente cuantificables, por lo que deben idear algún método alternativo que proporcione una aproximación válida de estas para que pueda ser utilizada por el sistema de control. En esta categoría se pueden encontrar métodos tan diferentes como los observadores de estados o sistemas de respuesta adaptativa.

En las categorías anteriores existen interesantes métodos, cada uno de los cuales podría ser objeto de un amplio estudio. Este documento sólo se limitará a explicar brevemente los métodos más utilizados y los aspectos más significativos de cada uno de ellos.

### *3.2.2.1. Técnicas de medición basadas en el análisis de la FCEM.*

La Fuerza Contra-Electro-Motriz es una tensión ligada a la rotación del motor. A medida que el rotor gira se producen variaciones de campo magnético en el interior de las bobinas del estator, efecto provocado por la rotación de los imanes permanentes. Las variaciones de flujo magnético, de acuerdo a la ley de Lenz, generan la llamada Fuerza Contra-Electro-Motriz, la cual se opone a la tensión de excitación del motor, produciéndose así una leve disminución en la intensidad de corriente que atraviesa los devanados y una leve reducción de la velocidad de giro del rotor.

Como se ha explicado en el capítulo anterior (apartado 2.2.1.), una de las peculiaridades de la FCEM es que su forma de onda depende del diseño del motor y se caracteriza por ser una función de la posición angular del rotor, gracias a este hecho, es posible hacer una estimación de la posición y de la velocidad a partir de ella.

Las técnicas pertenecientes a esta categoría suelen ser utilizadas junto con los motores BLDC, especialmente como complemento del método de control por Conmutación Trapezoidal, el cual será explicado más adelante. Algunos métodos pertenecientes a este grupo son: Detección de los instantes de anulación de la FCEM, Integración de la FCEM, Integración de la tensión correspondiente al tercer armónico de la FCEM.

Las técnicas de medición basadas en el análisis de la FCEM proporcionan buenos resultados en medias y altas velocidades, sin embargo pueden fallar a velocidades bajas. El motivo de este punto débil se debe a que la amplitud de la FCEM es directamente proporcional a la velocidad de giro del rotor (apartado 2.4.). Cuanto menor es la velocidad, menor es la magnitud de la FCEM y, por tanto, mayor es la probabilidad de producirse un error causado por un ruido aleatorio del entorno o por las no linealidades características de los dispositivos de conmutación.

La principal ventaja de estas técnicas es que son independientes de las características del motor, no siendo sensibles a los errores de tolerancia de fabricación del motor, lo cual hace que sean métodos válidos para una gran variedad de modelos.

### Método Back-EMF Zero Crossing.

La Detección de los instantes de anulación de la FCEM (BEMF Zero Crossing Detection) es uno de los métodos más simples, y por tanto uno de los más utilizados. Su propio nombre indica en qué consiste, en primer lugar se ha de obtener la señal de la FCEM en el terminal de la fase que no esté siendo excitada en ese momento, una vez conocida se ha de comparar con la tensión de neutro del motor y obtener los puntos en los que ambas señales se igualen. Cuando se detecta un punto de cruce, o lo que es lo mismo, los instantes donde ambas señales alcanzan el mismo valor, se sabe que el rotor ha alcanzado una posición próxima a la posición en la que ha de producirse una conmutación de las fases (se pasará al siguiente estado de la secuencia de conmutación). El punto de conmutación exacto puede ser estimado añadiendo 30° eléctricos al punto de corte de la FCEM mediante un sencillo temporizador.

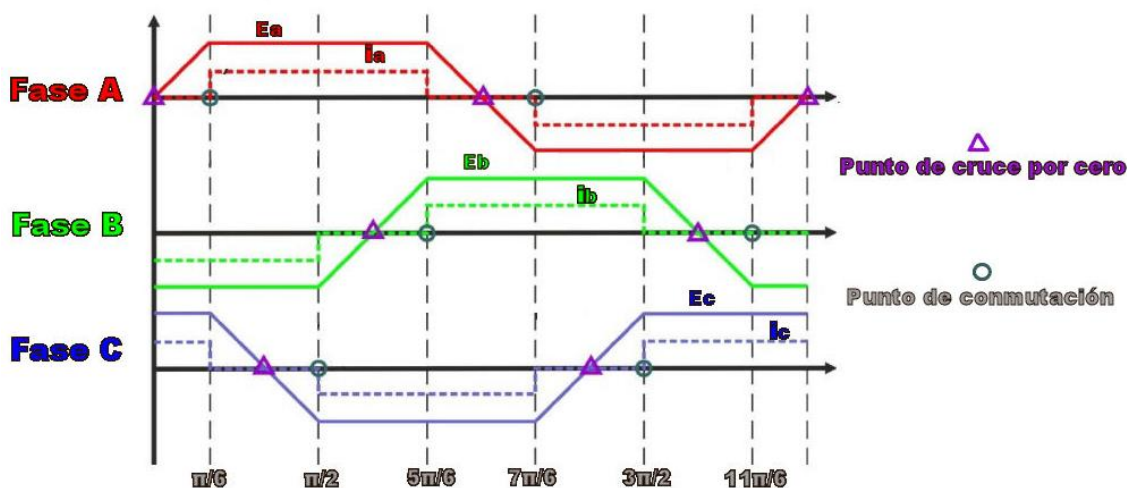


Figura 3.6. Puntos de cruce por cero de la FCEM y puntos de conmutación.

Si se utiliza este método se recomienda filtrar cada una de las señales de la FCEM con filtros de paso bajo, pues los interruptores de los inversores introducen ruido en las señales que pueden desencadenar un mal funcionamiento de este método. Uno de los inconvenientes más comunes que pueden aparecer es por la posible inaccesibilidad del punto neutro de algunos motores, en estos casos se ha de utilizar una tensión de neutro ficticia con un valor teórico próximo al valor real de la tensión de neutro.

A día de hoy pueden encontrarse versiones de este método, en las que se intenta mejorarlo ya sea reduciendo el número de componentes electrónicos o optimizando su comportamiento a bajas o a altas velocidades.

### *3.2.2.2. Técnicas basadas en la estimación y en esquemas basados en el modelo.*

Las técnicas de esta categoría son mucho más complejas que las pertenecientes al grupo anterior, ya que, aparte de tener que diseñar un sistema de control retroalimentado que sirva para controlar la posición y la velocidad del motor, se tiene que diseñar un método de estimación de aquellos estados que no son cuantificables directamente y que proporcione una aproximación válida para ser utilizada por el sistema de control.

Desde este punto de vista, el problema del diseño del controlador puede ser dividido en dos fases. La primera fase debe consistir en el diseño del control suponiendo que todos los estados están disponibles, para ello se pueden utilizar técnicas similares a las del apartado anterior. En la segunda fase se debe crear un sistema que proporcione una estimación adecuada de los estados que no pueden ser medidos.

Para dar respuesta a la segunda parte del problema se han dado numerosas alternativas, desde las propuestas más convencionales hasta las más avanzadas tecnológicamente. Por este motivo se suelen clasificar estas técnicas en tres subcategorías:

**1. Estimadores basados en el modelo.** Estos métodos se caracterizan por utilizar un modelo de la máquina en cuestión y las magnitudes eléctricas que si pueden ser medidas para determinar la posición y la velocidad del rotor. Normalmente el modelo se crea a partir de las ecuaciones eléctricas y mecánicas del propio motor, y las magnitudes eléctricas suelen ser las corrientes eléctricas del estator. En esta categoría sobresalen los observadores de estado, que en la mayoría de los casos hacen estimaciones de la FCEM o de los enlaces de flujo del motor [12].

**2. Estimadores de inyección de señales.** Estos métodos consisten en la inyección de una señal adicional de tensión o corriente en el motor, y a partir del procesamiento de las tensiones o corrientes resultantes determinan la posición angular y la velocidad. La señal inyectada suele introducirse sobrepuesta a la señal principal de alimentación. Dependiendo de las propiedades del motor respecto a anisotropía magnética (definida por la posición de los imanes permanentes en el motor) se utilizará una señal inyectada de alta o baja frecuencia. Para extraer información útil acerca de la posición del rotor se necesitan medidores de corriente y procesadores de señal de altas prestaciones [12].

**3. Estimadores de computación flexible.** Estos métodos son los más avanzados tecnológicamente y a la vez los más complejos pues están basados en Inteligencia Artificial. Hacen uso de redes neurales artificiales, lógica difusa o algoritmos genéticos para estimar la posición y la velocidad. Estos métodos logran aprender el funcionamiento de la máquina utilizando unos datos de entrenamiento predeterminados y analizando las respuestas del sistema ante la secuencia de señales de control [12].

#### **Observadores de estado.**

Los observadores de estados fueron uno de los primeros métodos propuestos para estimar la posición y la velocidad de las máquinas eléctricas. Son los métodos sin sensores más utilizados en la actualidad, puesto que los estimadores de inyección de señales y los de computación flexible son de más reciente creación y aún se encuentran en desarrollo.

Un observador de estado es un sistema que simula el funcionamiento de un sistema real, el cual es capaz de proporcionar una estimación de los estados internos del sistema a partir de la información contenida en las entradas que se le suministran y en las salidas con las que responde el sistema real [12].

Los observadores de estados pueden ser utilizados para la estimación de variables internas, ahorrándose así los costes que supondrían la medición de las mismas. Esto los hace ser una buena alternativa cuando las variables de estado de un sistema, o una parte de ellas, no son cuantificables directamente (no accesibles técnicamente), o se ha de desestimar la medición de estos estados por el alto coste de los sensores necesarios o por algún otro tipo de razón.

La principal ventaja que proporcionan es precisamente su capacidad para estimar todos los estados internos del modelo del sistema, incluso aquellos que son difíciles de obtener por medio de mediciones. Por el contrario, añaden una dificultad extra al introducir conceptos fundamentales relacionados con el control de sistemas como: estabilidad, respuesta dinámica, controlabilidad y observabilidad.

Los observadores de estados suelen ser utilizados para el control de los motores PMSM, que, como ya se ha explicado, cuentan con una FCEM sinusoidal y necesitan continuamente información acerca de la posición del rotor para ser gobernados. Raramente son utilizados con los motores BLDC, salvo cuando se ha cumplir algún propósito específico en el que se necesita mayor resolución en la medición de posición (los BLDC suelen ser accionados mediante Conmutación Trapezoidal y no requieren tanta resolución).



El observador de estados es un modelo matemático, lo más completo posible, que simula el funcionamiento del sistema real. En el caso de un motor eléctrico el modelo matemático se obtiene a partir de las ecuaciones eléctricas y mecánicas del motor, y proporciona una estimación de las corrientes de fase y de la fuerza contra-electro-motriz; siendo las tensiones de fase suministradas al motor las entradas y las corrientes de fase medidas las salidas reales del sistema. Una vez estimada la FCEM, se puede estimar la posición y la velocidad del rotor mediante un Lazo de Seguimiento de Fase o el algoritmo CORDIC.

Pudiera suceder que con el paso del tiempo se produjesen divergencias entre las magnitudes estimadas por el observador y las reales, causadas por posibles perturbaciones del sistema o bien por la inexactitud del modelo matemático. Este hecho implicaría un mal funcionamiento del motor pues fallaría el método de control. Ya que esto último no interesa se ha de procurar que el error cometido por el observador sea el menor posible (diferencia entre la posición estimada y la verdadera), para ello se comparan las corrientes reales medidas con las estimadas por el observador, y el error resultante entre ambas variables se reintroduce en el sistema mediante un lazo cerrado para corregir las desviaciones y obtener una estimación de posición del rotor lo más exacta posible.

Según lo visto en el párrafo anterior, los observadores de estados necesitan ser dotados de algún dispositivo capaz de medir las corrientes de fase (o las tensiones). En el caso de utilizar las tensiones de fase el dispositivo de medición es bastante sencillo, sin embargo, el dispositivo de medición de corriente es algo más complejo. Habitualmente, el dispositivo de medición de corriente suele consistir en tres resistencias denominadas resistencias de derivación, aunque también es posible utilizar otras configuraciones similares con una resistencia o con sensores aislados de corriente. El principio de funcionamiento del sistema de medición de corriente está basado en la Ley de Ohm, de tal forma que si se mide la caída de tensión en bornes de una resistencia en serie de impedancia conocida se sabe la intensidad que la atraviesa, y por ende se puede obtener la intensidad de corriente que circula a través de cada una de las fases del motor. Tanto para la medición de las tensiones como para las corrientes de fase se utilizan etapas de amplificación, que aportarán la ganancia oportuna para que puedan ser procesadas adecuadamente.

Se han propuesto diversos tipos de observadores de estado utilizando sistemas lineales y no lineales, obteniendo buenos resultados de todos ellos. Entre todos estos tipos cabe destacar el Filtro de Kalman, el cual es un algoritmo de procesamiento de señal utilizado en múltiples aplicaciones, no solamente para el control de motores sin escobillas. El Filtro de

Kalman fue desarrollado en la década de 1960 por Rudolph E. Kalman y se caracteriza por minimizar el error en la estimación de los sistemas lineales.

Para los sistemas no lineales, como es el caso de los motores sin escobillas, se ha desarrollado una modificación de éste denominada el Filtro de Kalman Ampliado. El Filtro de Kalman Ampliado es un algoritmo de estimación óptima recursiva que procesa la información disponible para proporcionar una estimación rápida y precisa de las variables de interés. Este algoritmo tiene en consideración factores como la dinámica del sistema, las condiciones iniciales de las variables de interés y los efectos producidos por un posible ruido de medida y ruido del sistema. Por estas razones, el algoritmo es complejo y necesita una potencia de cálculo computacional suficiente para su correcta ejecución en tiempo real.

Los Filtros de Kalman proporcionan resultados satisfactorios aún con presencia de perturbaciones en el sistema y en la medida, resultando especialmente ventajosos si se utilizan señales Moduladas por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation, PWM), que introducen niveles altos de ruido. Sus principales desventajas frente a otros métodos (la complejidad del algoritmo y el tiempo de ejecución) hace tiempo que dejaron de ser un obstáculo gracias a los avances en la tecnología de los procesadores de alto rendimiento.

## 3.2. Técnicas de control de los motores Brushless.

A diferencia de los motores con escobillas, los motores Brushless requieren de un elemento de control que proporcione la alimentación necesaria a cada uno de los devanados del motor. Las técnicas de control de los motores Brushless son las encargadas de realizar esta función, su objetivo principal es el de determinar la excitación óptima de cada una de las fases con la finalidad de alcanzar los parámetros de funcionamiento determinados por el usuario.

Existen múltiples técnicas de control cuyo grado de complejidad varía ostensiblemente de unas a otras. Las más sencillas simplemente se encargan de conmutar las fases del motor accionadas, mientras que otras, más complejas, pueden incluir un sistema de control de tensión o corriente por realimentación en lazo cerrado. Generalmente, cuanto mayor es la complejidad del algoritmo de conmutación mejor es el control que se tiene sobre el motor, por tanto, mejores son los resultados obtenidos.

En este documento se tratarán las tres técnicas más utilizadas en la actualidad: Conmutación Trapezoidal, Conmutación Sinusoidal y Control Vectorial.

### 3.2.1. Conmutación Trapezoidal.

La Conmutación Trapezoidal es uno de los métodos de conmutación de motores trifásicos sin escobillas más simples que existen, esta técnica también es conocida comúnmente como "Six-Steps Mode".

La Conmutación Trapezoidal consiste en la excitación simultánea de dos de las tres fases que componen el motor, mientras que la restante se mantiene desconectada. A medida que se produce el giro del motor se debe alternar la excitación de las fases siguiendo una secuencia lógica, de tal forma que el motor no llegue nunca a detenerse. En un motor trifásico la secuencia se compone de seis pasos, en cada uno de estos pasos siempre se ha de energizar una fase como positiva y otra como negativa para que pueda circular la corriente eléctrica a través de ellas, la razón de que esta secuencia conste de seis pasos se debe a las seis posibles combinaciones diferentes que se pueden alcanzar dadas las restricciones anteriores.

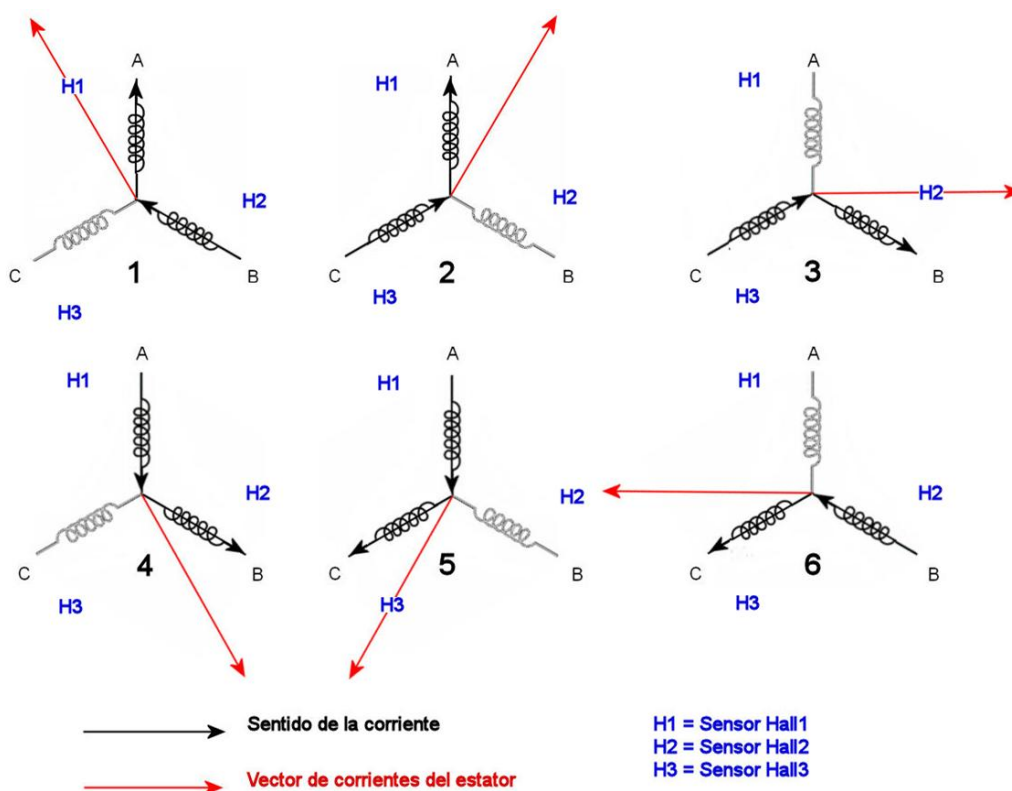


Figura 3.7. Secuencia de estados en la conmutación trapezoidal.

En la figura 3.7. se pueden ver los seis posibles estados. En cada estado aparece representado el sentido de la corriente de cada fase y la corriente resultante del estator (suma de las corrientes de fase). De acuerdo a esta figura, se puede ver como la corriente resultante

solamente puede apuntar a seis direcciones diferentes, lo que implica que el rotor sólo puede ocupar alguna de estas seis posiciones con un error de posicionamiento máximo de 30°.

Para efectuar el control del motor con esta técnica es necesario conocer en qué sector se encuentra el eje del motor, la solución más sencilla consiste en un controlador de motor dotado con tres sensores de efecto Hall. Según lo visto en el apartado 3.2.1.1., utilizando tres sensores Hall se puede conocer la posición aproximada del rotor y distinguir hasta seis posiciones diferentes, suficientes para que el controlador determine los instantes de conmutación de fases del método Trapezoidal. Con la información proporcionada por los sensores Hall se acude a una Tabla de Consulta (Look Up Table), en la cual se obtiene información sobre los devanados que deben accionarse a continuación en función de la posición que ocupe el rotor. La tabla de consulta es una técnica que se utiliza para reducir el cálculo computacional y el tiempo de respuesta del sistema de control.

Posición Rotor	Sensores Hall	Polarización		
		Fase A	Fase B	Fase C
300-360	H1=On, H2=Off, H3=Off	+	-	Off
0-60	H1=On, H2=On, H3=Off	+	Off	-
60-120	H1=Off, H2=On, H3=Off	Off	+	-
120-180	H1=Off, H2=On, H3=On	-	+	Off
180-240	H1=Off, H2=Off, H3=On	-	Off	+
240-300	H1=On, H2=Off, H3=On	Off	-	+

Tabla 3.1. Ejemplo de Look Up Table en Conmutación Trapezoidal.

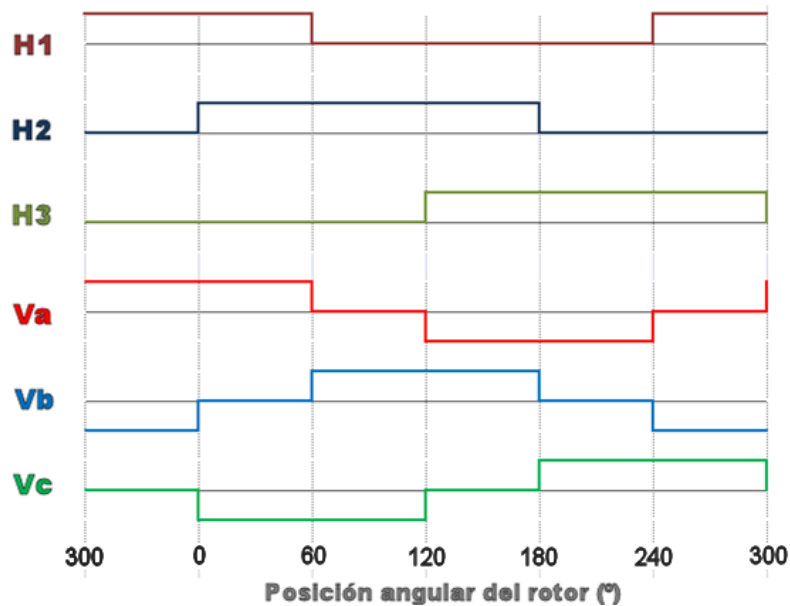
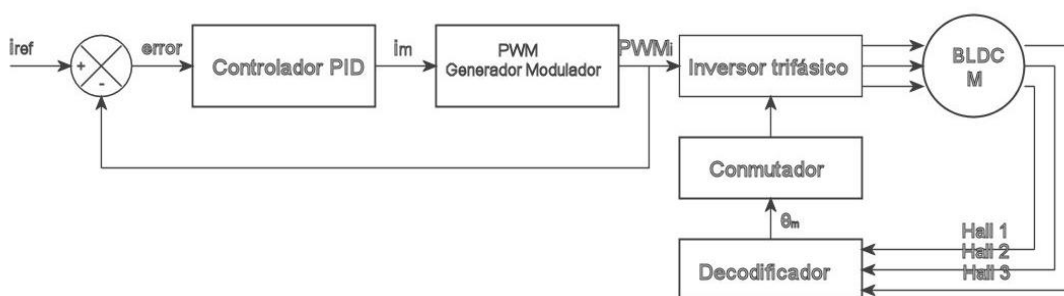


Figura 3.8. Energización de las fases en función de las señales de los sensores Hall.

Además de realizar la conmutación de las fases, mediante la Conmutación Trapezoidal también se puede controlar la velocidad del motor, para ello se debe controlar la corriente o la tensión eficaz suministrada a las fases del motor con señales moduladas por ancho de pulso (PWM). El sistema de control consiste en un lazo cerrado de corriente, en el cual se retroalimenta la intensidad que circula a través de los devanados activos del motor para ajustarla a un valor de intensidad consigna (correspondiente a la velocidad deseada). En la siguiente figura se puede ver un esquema de cómo se realizaría el control de velocidad.



**Figura 3.9. Diagrama de bloques de Control Trapezoidal**

La técnica de control mediante Conmutación Trapezoidal suele ser utilizada para el control de los motores BLDC, y se caracteriza por su fácil implementación y por su sencillo sistema de detección de posición. Su utilización está especialmente recomendada en aplicaciones de bajo coste, en las que no sea necesario altas prestaciones dinámicas o un control de posición exacto [10].

Además de los errores de posicionamiento provocados por las seis posiciones discretas que puede tomar el campo magnético inducido, la Conmutación Trapezoidal produce ondulaciones en el par entregado por el motor (también conocido como rizado), especialmente durante los cambios en la conmutación. El rizado es especialmente visible a bajas velocidades, además, las variaciones de par pueden provocar vibraciones durante el funcionamiento, y estas a su vez pueden provocar ruidos y una reducción de la vida útil del motor. Por lo tanto, se desaconseja su uso en aplicaciones que precisen un control exacto de posición y de par [5].

### 3.2.2. Conmutación Sinusoidal.

La Conmutación Sinusoidal es una técnica más compleja que la Conmutación Trapezoidal, sin embargo con esta se consigue un control más preciso sobre motor sin escobillas.

La técnica de Conmutación Sinusoidal consiste en excitar las tres fases del motor al mismo tiempo mediante tres corrientes eléctricas sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  entre sí, de tal forma que el vector resultante de la suma de las tres corrientes anteriores mantenga su amplitud constante y siempre forme un ángulo de  $90^\circ$  respecto a la posición del rotor.

Debido a la necesidad de formar continuamente un ángulo recto entre el vector posición del rotor y el vector resultante de las corrientes del estator, se precisan sensores de posición de buena resolución, como pueden ser los resolvers y los encoders incrementales. El sistema de detección de posición a través de tres sensores de efecto Hall no debe ser utilizado por ser demasiado impreciso [10].

A diferencia de la Conmutación Trapezoidal, en el que el valor de corriente consigna se mantiene fijo, siempre y cuando la velocidad del motor sea constante, las corrientes de fase tienen que ser sinusoidales y por tanto su valor ha de ser oscilante en el tiempo. La mayor complejidad de la Conmutación Sinusoidal respecto a la Trapezoidal reside en el hecho anterior y en que se deben controlar todas las fases del motor al mismo tiempo. El control de las tres fases se puede hacer mediante el control de corriente en lazo cerrado de cada fase por separado, aunque suele ser más habitual controlar individualmente dos de sus fases y generar la excitación de la fase restante a partir del control de las dos anteriores. El motivo de no tener que controlar la tercera fase se encuentra en la primera ley de Kirchhoff, en la que se enuncia que la suma de todas las corrientes entrantes en un nodo debe ser igual a la suma de todas las corrientes salientes; de cuya aplicación a un motor trifásico se concluye que conociendo la excitación de dos fases se puede conocer inmediatamente la tercera.

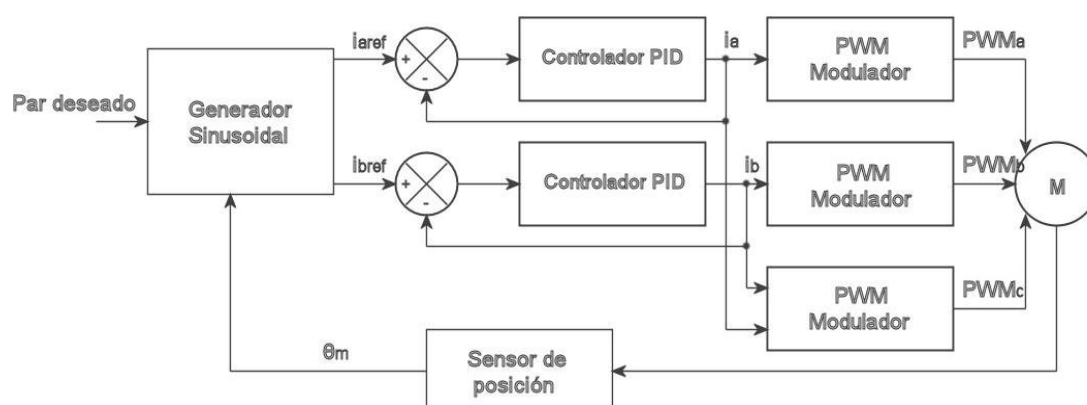


Figura 3.10. Diagrama de bloques de Control Senoidal.

En la figura anterior se puede observar un esquema aproximado de cómo se realiza la Conmutación Sinusoidal. En función de la información obtenida por el sensor de posición se generan dos señales de corriente de referencia correspondientes a las dos fases que se pretenden controlar, estas dos señales de referencia son comparadas con las corrientes reales que circulan por sus respectivas fases del motor. El error existente entre el valor medido y el deseado es introducido en un bloque regulador, el cual se encarga de tomar las acciones correctoras para reducir el error anterior. A partir de las salidas de los reguladores se generan las señales de excitación de las dos fases controladas con una señal modulada por ancho de pulso; la señal de excitación de la tercera fase, como se ha explicado antes, se genera a partir de las dos anteriores.

La principal ventaja de la Conmutación Sinusoidal es la obtención de un par más uniforme, sin el rizado característico de la Conmutación Trapezoidal, lo que deriva en un funcionamiento más silencioso (menos vibraciones) y una mejor eficiencia en comparación con la técnica trapezoidal [10].

Por el contrario, esta técnica muestra limitaciones cuando el régimen de giro de motor es muy alto. Como se ha explicado anteriormente (apartado 2.4), cuanto mayor es la velocidad mayor es la fuerza contra-electro-motriz, este hecho actúa como una perturbación y deteriora el funcionamiento de los bucles de corriente causando errores de magnitud y de fase. A altas frecuencias, el módulo de la señal de salida del regulador de corriente disminuye y el desfase respecto a la entrada aumenta, estos sucesos provocan que el campo magnético generado en el estator sea de menor intensidad, y su dirección no sea perpendicular a la orientación del rotor, lo que se traduce en una reducción del par entregado por el motor a medida que la velocidad aumenta [10].

Para reducir la pérdida del par motor es recomendable que el bucle de corriente posea un ancho de banda bastante superior a la velocidad eléctrica máxima. No obstante se podría compensar el retardo de fase por medio de la "Técnica de Avance de Fase", o compensar el error de magnitud aumentando la corriente de excitación del motor. No se aconseja aumentar la corriente de excitación porque el aumento de corriente llevaría asociado un incremento de las pérdidas del motor, y por tanto disminuiría la eficiencia del mismo. Luego, por todo lo anterior, si se desea que la velocidad sea alta se recomienda valorar otras alternativas de conmutación que no sacrifiquen la eficiencia de la aplicación.

### 3.2.3. Control Vectorial.

El Control Vectorial, Vector Control (VC) o Field Oriented Control (FOC) es una técnica más avanzada que la Conmutación Trapezoidal y la Conmutación Sinusoidal, la cual permite lograr mejores resultados en el control del motor y soluciona en gran parte los inconvenientes asociados a las dos técnicas vistas anteriormente.

El Control Vectorial ha experimentado una rápida progresión principalmente gracias a los avances que se han producido en electrónica, electrónica de potencia y procesamiento de señales; los cuales han permitido la aparición de microcontroladores, microprocesadores y procesadores digitales de señal. Estas mejoras tecnológicas han permitido diseñar controladores electrónicos de motor cada vez más precisos y eficaces, logrando reducir su consumo de energía al mínimo.

Esta técnica de control se caracteriza por realizar el control de las corrientes de excitación del estator utilizando un sistema de coordenadas ortogonal y giratorio denominado Espacio DQ (Direct, Quadrature). El Espacio DQ permite representar en un único vector las magnitudes eléctricas trifásicas, el vector resultante se puede dividir a su vez en dos componentes perpendiculares e independientes: componente de generación de campo magnético, "d", y la componente de generación de par, "q". Con esta transformación se consigue pasar de un sistema trifásico, dependiente de la velocidad del motor y del tiempo, a un sistema bidimensional cuyas coordenadas no son dependientes del tiempo. El control de los motores con esta técnica consistirá por tanto en el control independiente de las proyecciones del vector resultante, que al no ser dependientes del tiempo resultará mucho más simple, similar al control de un motor sin escobillas de corriente continua.

Luego, el Control Vectorial consigue solucionar dos de los grandes inconvenientes de la Conmutación Sinusoidal [10]:

1. El valor de referencia de los dos sistemas de control en lazo cerrado es constante, lo que garantiza mejores resultados en el control de la componente de flujo magnético y de par motor.
2. Se tiene un control mucho más preciso del par motor, ya que existe una relación directa y proporcional entre la componente de par de las corrientes del estator (proyección sobre el eje "q") y el par entregado por el motor. Luego, con el control de esta componente se logra controlar el par.

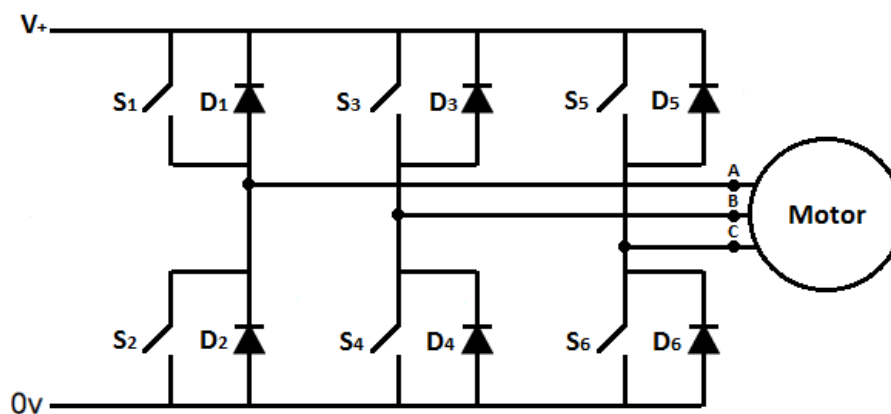


En el siguiente capítulo se ampliará la información acerca del Control Vectorial.

### 3.3. Técnicas de conmutación basadas en la modulación.

En los controladores de velocidad variable la excitación de los motores sin escobillas suele realizarse mediante inversores, que son dispositivos usados para convertir señales de corriente continua en señales de corriente alterna de valor eficaz y frecuencia deseados. Estos dispositivos constan de un conjunto de interruptores, que mediante su activación o desactivación en una secuencia lógica son capaces de obtener una señal alterna a partir de otra continua.

En el caso de que el motor fuera trifásico, la excitación se realizará mediante un inversor trifásico de puente completo totalmente controlado. Este inversor se compone de tres ramas en paralelo con dos interruptores en cada rama, los interruptores de cada rama son accionados complementariamente, esto quiere decir que mientras el interruptor inferior este activo el superior deberá permanecer inactivo y viceversa. Además, por norma general, suele introducirse un tiempo de retardo entre el apagado de un interruptor y el encendido de su complementario para evitar cortocircuitos.



**Figura 3.11. Inversor trifásico de tres ramas.**

Uno de los grandes inconvenientes de los inversores es la aparición de distorsiones en las señales producidas por las continuas conmutaciones de los interruptores, lo que causa un aumento de las pérdidas y reducción de la eficiencia. Para mantener la Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion) por debajo de un umbral tolerable se han creado distintas técnicas de conmutación con algún tipo de modulación, las cuales se encargan de ajustar los periodos de conducción y de apagado de los interruptores que componen el inversor. Hasta la

fecha, las técnicas basadas en la Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation) son las que mejores resultados han ofrecido, siendo las más populares la Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (Sinusoidal PWM) y la Modulación por Ancho de Pulso en el Espacio Vectorial (Space Vector PWM).

### 3.3.1. Sinusoidal PWM (SPWM).

La técnica SPWM es la más utilizada en el control de motores. Se caracteriza por generar señales de control consistentes en un tren de pulsos de amplitud constante, en los que se modifica el ciclo de activación en cada periodo.

Para su generación se necesitan tres señales sinusoidales desplazadas  $120^\circ$  entre sí, cuya frecuencia dependerá de la frecuencia de la señal que se quiera obtener a la salida del rectificador; además de una señal portadora triangular de alta frecuencia. Las señales de control de los interruptores se generan por comparación entre las tres señales sinusoidales de referencia y la señal portadora triangular, de tal forma que, cuando las señales sinusoidales moduladoras son mayores que la triangular la señal de control tendrá valor alto (1 lógico), en caso contrario tendrá valor bajo (0 lógico).

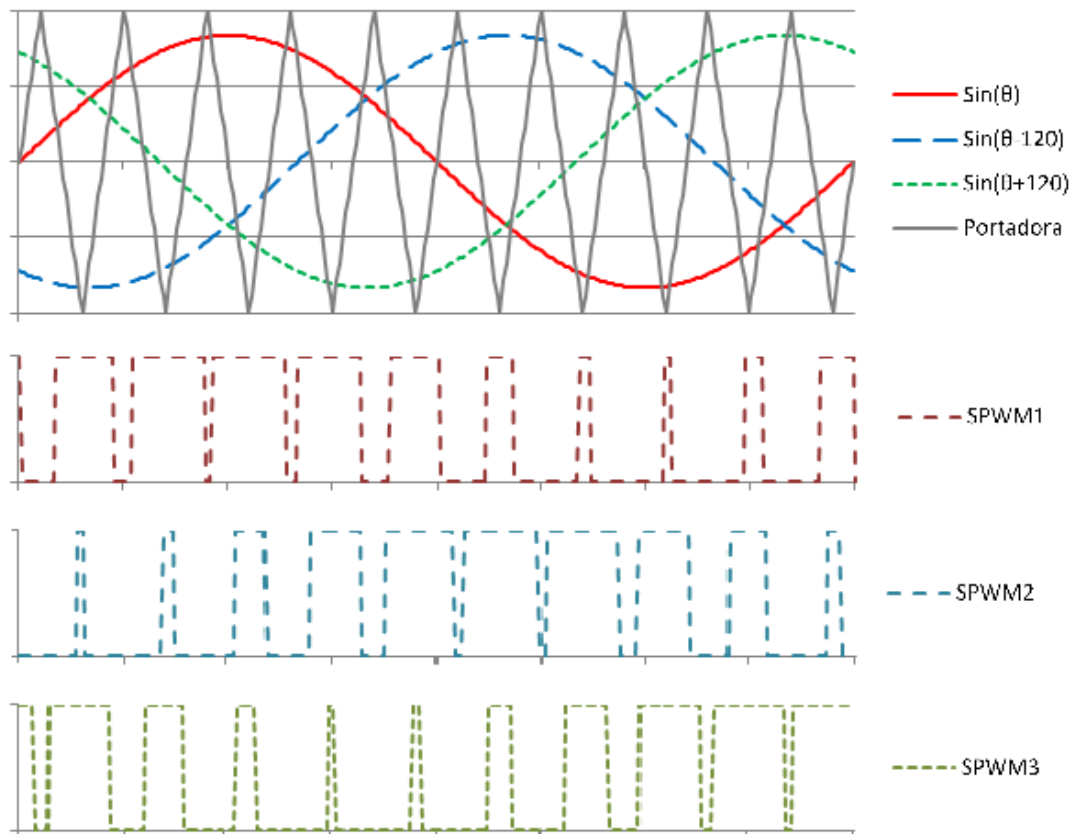


Figura 3.12. Señales de control SPWM.

En el caso particular del accionamiento de motores eléctricos, la frecuencia de las señales de referencia varía en función de la velocidad deseada, por el contrario la frecuencia de la señal portadora suele permanecer constante. La relación entre las frecuencias de la portadora y de las moduladoras es un factor a tener en cuenta, cuanto mayor sea la frecuencia de la señal portadora respecto a las moduladoras mayor número de pulsos tendrá la señal modulada, por tanto, los armónicos no deseados aparecerán a mayores frecuencias y será más sencillo recuperar la señal de interés a través de filtros, sin embargo, se producirán más conmutaciones en los interruptores y se aumentarán las pérdidas por este concepto. La relación entre las frecuencias no debería seleccionarse arbitrariamente, se suele recomendar utilizar una frecuencia de la portadora entre 10 a 20 veces superior a la frecuencia de la moduladora [11].

### **3.3.2. Space Vector PWM (SVPWM).**

La técnica SVPWM suele ser utilizada conjuntamente con el Control Vectorial. Esta técnica se aprovecha de la posibilidad de expresar las magnitudes trifásicas mediante un vector espacial. El vector tensión, correspondiente a la tensión instantánea que se desea obtener a la salida del inversor trifásico, puede ser obtenido como una combinación de estados de conmutación básicos.

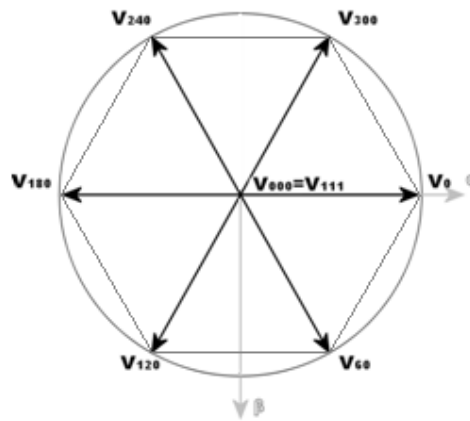
Los estados de conmutación básicos son aquellos que se pueden alcanzar mediante un inversor trifásico. Este tipo de inversor está compuesto por seis interruptores, los cuales no pueden ser accionados de cualquier forma, su secuencia de conmutación ha de cumplir dos condiciones:

- Tres interruptores de los seis tienen que permanecer activos, los otros tres han de permanecer apagados.
- Los dos interruptores de cada rama tienen que conmutarse complementariamente, es decir, si uno está activo el otro ha de estar apagado y viceversa. De esta manera se evita cortocircuitar la fuente de alimentación y se obliga a circular corriente a través de las fases del motor.

De acuerdo con las restricciones anteriores, sólo existen ocho posibles combinaciones de conmutación, y a cada uno de los estados le corresponde un único vector básico de conmutación. A continuación se muestra una tabla con información de los estados básicos, y en la figura siguiente se representan los vectores básicos de conmutación.

$S_1, \overline{S_2}$	$S_3, \overline{S_4}$	$S_5, \overline{S_6}$	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	Vector
0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_{000}$
1	0	0	$V$	0	$-V$	$\vec{V}_0$
1	1	0	0	$V$	$-V$	$\vec{V}_{60}$
0	1	0	$-V$	$V$	0	$\vec{V}_{120}$
0	1	1	$-V$	0	$V$	$\vec{V}_{180}$
0	0	1	0	$-V$	$V$	$\vec{V}_{240}$
1	0	1	$V$	$-V$	0	$\vec{V}_{300}$
1	1	1	0	0	0	$\vec{V}_{111}$

**Tabla 3.2. Estados de conmutación y tensiones de línea instantáneas resultantes.**



**Figura 3.13. Vectores básicos de la SVPWM.**

El principio de la modulación en el espacio vectorial reside en la aplicación de una combinación de estos estados de conmutación durante un tiempo concreto, generando así un vector resultante idéntico al vector de tensión deseado. Por ejemplo, si se desea generar un vector de tensión perteneciente al sector comprendido entre los vectores  $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_{60}$  se deben aplicar los estados de conmutación más cercanos, correspondientes a los vectores adyacentes  $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_{60}$ , y los vectores cero  $\vec{V}_{000}$  y  $\vec{V}_{111}$ . El tiempo de aplicación de cada uno de los estados involucrados dependerá del módulo y la fase (ángulo) del vector deseado.

La SVPWM presenta limitaciones, por ejemplo, sólo se pueden generar vectores de tensión que se encuentren en el interior del hexágono cuyos vértices se corresponden con los extremos de los vectores de conmutación básicos.

Este estrategia de modulación aporta grandes ventajas como por ejemplo una reducción en los armónicos y una transformación más eficiente en el inversor [7], ya que se disminuyen las perdidas por conmutación de los interruptores.

### 3.4. Elección de la Técnica de Control.

De acuerdo a lo visto a lo largo de este capítulo, se ha decidido utilizar el Control Vectorial como técnica de control, y por las características que ésta presenta, se ha decidido complementarla con la Técnica de Modulación en el Espacio Vectorial (SVPWM).

El motivo que ha llevado a tomar esta decisión se debe a que esta técnica de control ofrece buenas prestaciones donde las otras técnicas muestran puntos débiles. Recuerde, la Conmutación Trapezoidal no permite un control de posición preciso, además de presentar un característico rizado en el par entregado por el motor; por otra parte, la Conmutación Sinusoidal es compleja por tener que realizar el control sobre tres señales sinusoidales, complejidad que aumenta cuanto mayor es la velocidad de giro del motor.

Además, el Control Vectorial permite descomponer el vector de control en dos componentes: componente de generación de campo magnético, "d", y la componente de generación de par, "q". Lo cual posibilita realizar un control de par más preciso y más sencillo que con las otras técnicas de control.

En cuanto a las técnicas de modulación, se ha decidido utilizar la Modulación por Ancho de Pulso en el Espacio Vectorial no sólo por basarse en el espacio vectorial, como el Control Vectorial, sino porque contiene una menor cantidad de armónicos y disminuye las perdidas por conmutación en los interruptores del inversor trifásico.





# Capítulo 4: El Control Vectorial.

En el capítulo anterior se han visto brevemente las principales cualidades del Control Vectorial. Este sistema de control es ampliamente utilizado ya que permite lograr un funcionamiento suave, como el de un motor de inducción, y un sencillo control, como en un motor de corriente continua. A continuación se ampliará la información acerca de este tipo de control, intentando explicar por qué tiene tantas ventajas.

Resumidamente, el Control Vectorial consiste en la realización de un conjunto de transformaciones sobre el sistema trifásico con el objetivo de simplificar el control del motor. Una vez realizado el control es necesario deshacer las transformaciones para así poder generar las señales de excitación en el sistema trifásico con las que se alimentará al motor.

## 4.1. Definición del espacio vectorial y de las proyecciones.

Para entender los fundamentos que sustentan el Control Vectorial y las razones por las que se realiza la transformación se tienen que utilizar las propiedades de los espacios vectoriales. Las magnitudes eléctricas de los sistemas trifásicos, tales como intensidades, tensiones o flujos magnéticos, pueden ser expresadas mediante vectores espaciales complejos. El vector complejo resultante de la suma de las tres fases puede ser descompuesto posteriormente en dos componentes ortogonales: real e imaginaria.

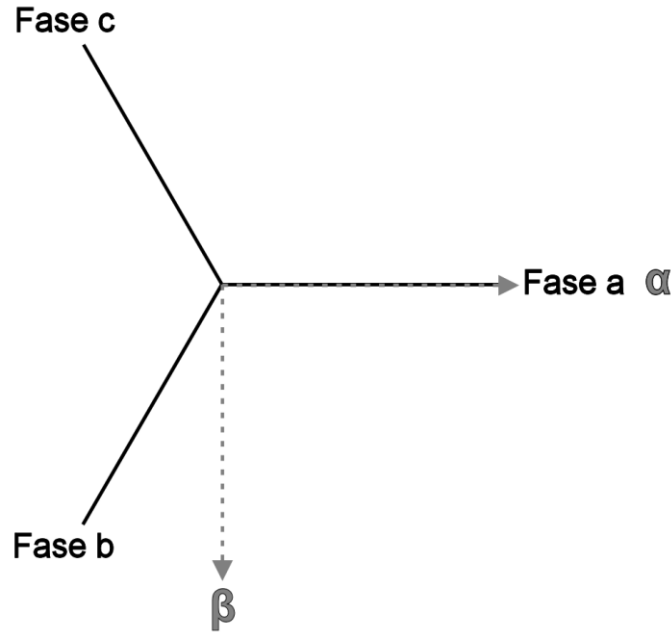
En la siguiente explicación se van a considerar las corrientes estatóricas de un sistema trifásico. Antes de comenzar con el desarrollo teórico, debe suponerse que el sistema trifásico que se va a estudiar es equilibrado, o dicho de otra forma, la suma de las tres corrientes instantáneas de fase es cero en todo momento.

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$$

Las tres corrientes estatóricas de un sistema trifásico equilibrado pueden representarse en un sistema de referencia de dos dimensiones,  $(\alpha, \beta)$ , mediante tres vectores espaciales desfasados  $120^\circ$  ( $2\pi/3 \text{ rad}$ ) entre sí (Figura 4.1.).

**Nota:** Generalmente, se hace coincidir la primera de las componentes trifásicas,  $\vec{I}_a$ , con el eje de referencia " $\alpha$ " (eje horizontal en la figura). De esta forma se conseguirán simplificar los desarrollos matemáticos posteriores.





**Figura 4.1. Sistema trifásico equilibrado y sistema de referencia  $\alpha$ - $\beta$ .**

Sobre el espacio vectorial anterior se deben representar las corrientes de fase instantáneas sobre su respectivo eje. A continuación, se recuerdan las expresiones que definen estas corrientes en un sistema trifásico.

$$i_a(t) = I \sin(\omega_e t)$$

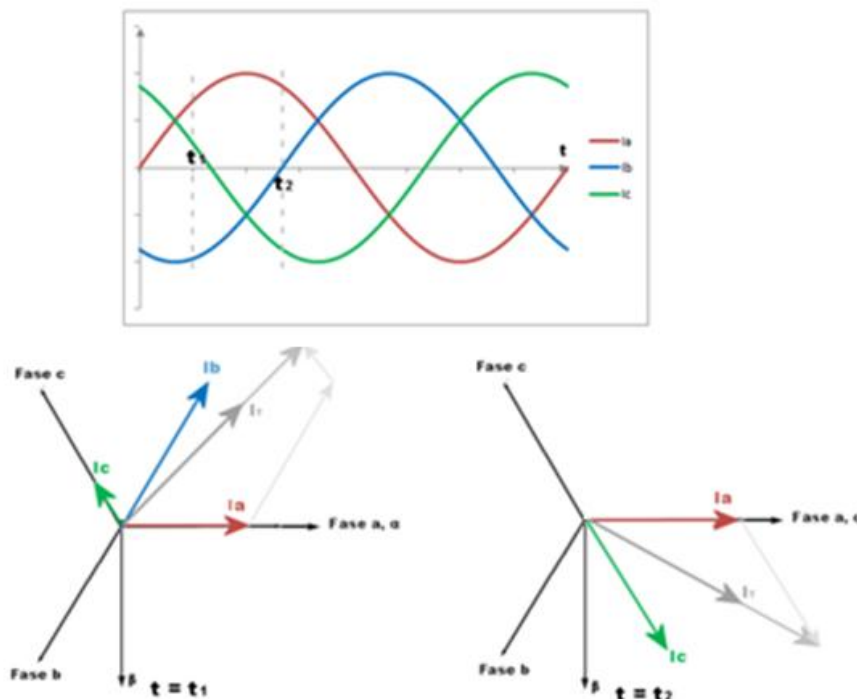
$$i_b(t) = I \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = I \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

donde:

- $I$ , es el valor máximo o amplitud de corriente.
- $\omega_e$ , es la velocidad eléctrica.

Si se representa gráficamente la evolución de las tres variables anteriores en función del tiempo (Figura 4.2.) y se analiza un instante concreto de la gráfica, se puede ver como se tienen tres valores distintos para cada una de las corrientes, y que además son diferentes a los que se obtendrían en cualquier otro momento. Para ilustrar la idea anterior, se han seleccionado dos instantes determinados cualesquiera,  $t_1$  y  $t_2$ , para los cuales se han representado las intensidades de fase y el vector suma, obtenido a partir de la suma vectorial de las corrientes de fase en su respectivo momento.



**Figura 4.2.** Evolución temporal de las corrientes de fase y del vector suma en un sistema trifásico.

Si se realizase la misma representación para todo instante y se visualizase por orden cronológico, se podría observar como el vector suma,  $\vec{I}_T$ , gira en sentido horario alrededor del origen de coordenadas con una velocidad angular  $\omega_e$ .

La expresión que define el vector de corriente del estator en el espacio complejo a partir de las corrientes instantáneas de fase en el sistema trifásico es la siguiente:

$$\vec{I}_{T\alpha\beta} = \frac{2}{3} (i_a(t) + i_b(t)e^{j2\pi/3} + i_c(t)e^{j4\pi/3})$$

**Nota:** El factor  $2/3$  es un factor de escala utilizado para que el módulo del vector resultante concuerde con el módulo de las corrientes de cada fase.

El vector complejo anteriormente explicado puede ser expresado como un vector bidimensional aplicando la fórmula de Euler. La componente real de este vector equivale al valor instantáneo de las corrientes del estator correspondiente al eje " $\alpha$ ",  $i_\alpha(t)$ , la componente imaginaria equivale al valor instantáneo correspondiente al eje " $\beta$ ",  $i_\beta(t)$ .

Fórmula de Euler:  $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$

$$\vec{I}_{T\alpha\beta} = \frac{2}{3} (i_a(t) + i_b(t)e^{j2\pi/3} + i_c(t)e^{j4\pi/3}) = i_\alpha(t) + j i_\beta(t)$$

Demostración:

$$\begin{aligned}\vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \left[ i_a(t) + i_b(t) \left\{ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right\} + i_c(t) \left\{ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right\} \right] \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \left[ \left\{ i_a(t) + i_b(t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c(t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right\} + j \left\{ i_b(t) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c(t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right\} \right] \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \left[ \left\{ i_a(t) - \frac{1}{2} i_b(t) - \frac{1}{2} i_c(t) \right\} + j \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c(t) \right\} \right] \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \left\{ i_a(t) + \frac{1}{2} (-i_b(t) - i_c(t)) \right\} + j \frac{2\sqrt{3}}{3} \{ i_b(t) - i_c(t) \} \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \left\{ \frac{3}{2} i_a(t) \right\} + j \frac{\sqrt{3}}{3} \{ i_b(t) - i_c(t) \} \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= I \sin(\omega_e t) + j \frac{\sqrt{3}}{3} I \left\{ \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \right\} \\ \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} &= I \sin(\omega_e t) - j I \cos(\omega_e t) = I \cos\left(\omega_e t - \frac{\pi}{2}\right) + j I \sin\left(\omega_e t - \frac{\pi}{2}\right) = I e^{j(\omega_e t - \frac{\pi}{2})}\end{aligned}$$

Después del desarrollo matemático se ha llegado a una sencilla expresión que sirve para calcular el vector resultante en el espacio vectorial complejo a partir del sistema trifásico. Además, con esta expresión se demuestra que el vector resultante es giratorio alrededor del origen con una velocidad  $\omega_e$ , como ya se había adelantado. Recuerde que en este desarrollo se han utilizado las corrientes del estator de la máquina, no obstante se podrían haber utilizado otras magnitudes trifásicas como las tensiones, los flujos magnéticos, etc. llegando a resultados similares.

El inconveniente de la expresión anterior es que se llega a un vector bidimensional en el que sus dos componentes todavía siguen dependiendo de la velocidad,  $\omega_e$ , y del tiempo,  $t$ . Para solventar este problema se han de expresar las corrientes estatóricas en un nuevo marco de referencia giratorio, el cual debe rotar a la misma velocidad que lo hace el motor, en lugar de expresarlas en el actual marco de referencia (espacio  $\alpha\beta$ ), que está fijado al estator. El nuevo sistema bifásico ortogonal estará conformado por el eje "d" (direct), alineado con el flujo magnético del rotor, o dicho de otra forma, alineado con el campo magnético generado por los imanes permanentes; y por eje "q" (quadrature) que forma un ángulo 90° grados eléctricos en adelante respecto al eje "d", tal y como se muestra en la siguiente figura:

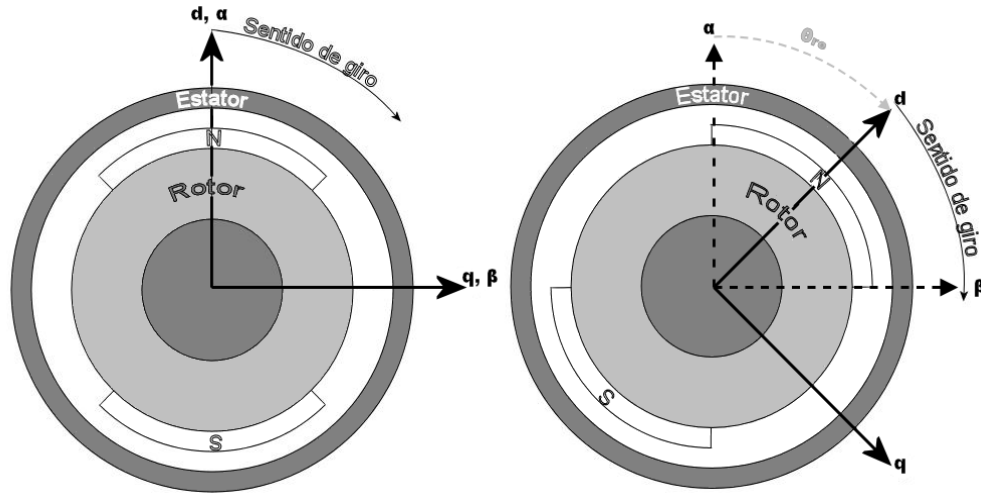


Figura 4.3. Espacio d-q.

La expresión que define el vector de corriente del estator en el espacio complejo "d-q" a partir del vector en el espacio "α-β" es la siguiente:

$$\vec{I}_{T_{qd}} = \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} e^{-j\theta_{re}} = i_d(t) + j i_q(t)$$

$$\vec{I}_{T_{qd}} = \vec{I}_{T_{\alpha\beta}} e^{-j\theta_{re}} = I e^{j(\omega_e t - \frac{\pi}{2})} e^{-j\theta_{re}} = I e^{j(\omega_e t - \frac{\pi}{2} - \theta_{re})}$$

Con esta última transformación, se consigue al fin que las componentes del vector de corriente sean invariantes en el tiempo, lo cual facilitará mucho el control de las mismas. Además, estas transformaciones también permiten simplificar el control de par del por medio del control directo de su correspondiente componente.

A continuación se muestran las ecuaciones del modelo de un motor PMSM alimentado con tres corrientes sinusoidales en los sucesivos sistemas de referencia vistos hasta el momento.

#### Sistema trifásico:

$$i_a(t) = I \sin(\omega_e t) \quad i_b(t) = I \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad i_c(t) = I \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$Te = p \begin{bmatrix} I \sin(\omega_e t) \\ I \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} p \Psi_m I$$

**Sistema de referencia  $\alpha$ -  $\beta$ :**

$$i_\alpha(t) = i_a(t) \quad i_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{3} \{i_b(t) - i_c(t)\}$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \theta_{re} \\ \Psi_m \sin \theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$Te = \frac{3}{2} p [i_\beta (L i_\alpha + \Psi_m \cos \theta_{re}) - i_\alpha (L i_\beta + \Psi_m \sin \theta_{re})] = \frac{3}{2} p \Psi_m [i_\beta \cos \theta_{re} - i_\alpha \sin \theta_{re}]$$

**Sistema de referencia  $d$ -  $q$ :**

$$i_d(t) = i_\alpha(t) \cos \theta_{re} + i_\beta \sin \theta_{re} \quad i_q(t) = -i_\alpha(t) \sin \theta_{re} + i_\beta \cos \theta_{re}$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d i_d + \Psi_m \\ L_q i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e L_q i_q \\ \omega_e (L_d i_d + \Psi_m) \end{bmatrix}$$

$$Te = \frac{3}{2} p [i_q (L_d i_d + \Psi_m) - i_d (L_q i_q)] = \frac{3}{2} p \Psi_m i_q + \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$$

donde:

- $u_{a,b,c,\alpha,\beta,q,d}$ , son el valor instantáneo de las tensiones de fase estáticas.
- $i_{a,b,c,\alpha,\beta,q,d}$ , son el valor instantáneo de las intensidades de fase estáticas.
- $R$  y  $L$ , resistencia e inductancia del estator por fase.
- $\omega_e$ , velocidad eléctrica del rotor.
- $\theta_{re}$ , posición angular del rotor.
- $p$ , número de pares de polos.
- $L_{d,q}$ , son las componentes "d" y "q" de las inductancias de fuga y magnetización.
- $\Psi_m$ , es el flujo magnético asociado a los imanes permanentes.

Observe que en la expresión que define el par electromagnético en el espacio de referencia "d-q" hay dos componentes: el par producido por la interacción de las corrientes del estator con el flujo de los imanes permanentes (componente principal), y el llamado par de reluctancia, causado por la saliencia del motor [18].

La saliencia del motor es un concepto asociado al campo magnético creado por los imanes permanentes, que tiene que ver con la colocación de los imanes en el rotor de la máquina y provoca la diferencia entre la inductancia " $L_d$ " y " $L_q$ ". Por ejemplo, si el motor tuviera los imanes permanentes sobre la cara externa del rotor se cumple que el valor de la inductancia del eje " $d$ " es prácticamente igual a la del eje " $q$ " ( $L_d = L_q = L$ ), luego se simplificaría la expresión del par electromagnético a la siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_m i_q$$

La primera conclusión que se puede extraer es que para hacer funcionar un motor con los imanes permanentes en la superficie externa del rotor de forma óptima se debe de igualar a cero  $i_d$ , en tal caso se maximizará la generación de par por amperio suministrado al motor. Del mismo modo, se comprueba uno de los motivos por los que se realizan las transformaciones, ya que existe una relación lineal entre el par motor y el valor instantáneo de la componente sobre el eje " $q$ " de la intensidad,  $i_q$ .

Para otras disposiciones de los imanes permanentes en las que la inductancia sobre el eje " $q$ " es mayor que la del eje " $d$ " ( $L_d < L_q$ ), se puede conseguir que ambos términos del par producido tengan el mismo sentido siempre y cuando " $i_d$ " sea inferior a cero. Optimizar el funcionamiento del motor consistirá en calcular los valores de referencia de ambas corrientes,  $i_d$  y  $i_q$ , que maximicen el par producido por amperio suministrado [14].

#### 4.1.1. Transformación de Clarke.

En el apartado anterior se han explicado las transformaciones que han de realizarse para llegar al espacio de referencia " $d-q$ " y el porqué es más ventajoso utilizar este espacio, ahora es necesario calcular la matriz de cambio de base que hace posible esta transformación. Es cierto que la matriz podría calcularse como una única matriz que permita lograr una transformación directa, no obstante, se verá como el fruto de los dos cambios de base vistos en la explicación anterior: Transformación de Clarke y Transformación de Park.

Se denomina Transformación de Clarke a la transformación que permite calcular las proyecciones sobre los ejes " $\alpha$ " y " $\beta$ " a partir de las componentes trifásicas instantáneas de las magnitudes eléctricas del motor. A partir de la Figura 4.4. se puede calcular la primera matriz de transformación, " $[T]$ ".

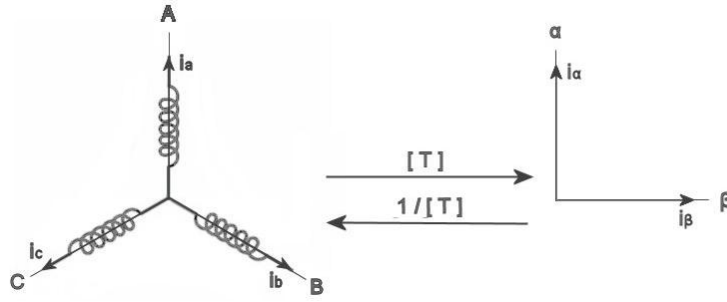


Figura 4.4. Transformación de Clarke.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin 0 & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c) \\ i_a + i_b + i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Habitualmente se suele omitir la componente homopolar, " $i_0$ ", por carecer de importancia, ya que si se trata de un sistema trifásico equilibrado su valor es siempre nulo.

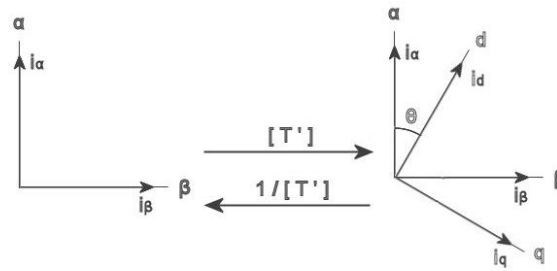
Igual de importante es la matriz de transformación inversa, la cual permite deshacer el cambio de base.

$$[T]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

#### 4.1.2. Transformación de Park.

La transformación de Park consiste en la conversión desde el sistema ortogonal estacionario (ejes " $\alpha$ " y " $\beta$ "), obtenido con la Transformación de Clarke, a un sistema ortogonal rotatorio (ejes " $d$ " y " $q$ "), el cual gira a la misma velocidad que el flujo magnético del rotor.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [T'] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{bmatrix}$$



**Figura 4.5. Transformación de Park.**

La transformación inversa de Park es también importante por razones que se verán más adelante.

$$[T']^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

## 4.2. Esquema del Control Vectorial.

Para realizar el control de un motor mediante la técnica de Control Vectorial es imprescindible conocer con precisión tanto las corrientes instantáneas de fase del estator como la posición del rotor. La medición de posición se puede llevar a cabo mediante sensores (encoders o resolvers) o mediante alguna técnica de medición sin sensores; para la medición de las corrientes estatóricas se pueden utilizar distintas topologías igualmente válidas, ya sea mediante la medición directa de cada una de las fases, la medición directa de dos de ellas y el cálculo indirecto de la restante, o mediante la utilización de una única resistencia de derivación para todas las fases.

Las corrientes eléctricas medidas deben ser introducidas en el módulo de Transformación de Clarke. Las salidas del bloque anterior,  $i_\alpha$  y  $i_\beta$ , junto a la posición del rotor han de ser las entradas del módulo de Transformación de Park, el cual calculará las corrientes de fase estatóricas en el marco de referencia rotatorio,  $i_d$  y  $i_q$ . A continuación, estas dos componentes son comparadas con su respectivo valor de referencia, cuyo valor dependerá de las ordenes de funcionamiento dadas por el usuario, el error entre ambas es introducido en un bloque regulador PID, que en función del mismo genera nuevas señales de corriente  $i_d$  y  $i_q$ . Seguidamente, se deshacen las transformaciones realizadas mediante los bloques de la Transformada Inversa de Park y de Clarke respectivamente, para después, a partir de las



nuevas corrientes referenciadas al sistema trifásico, generar las señales de excitación del motor en el inversor mediante señales PWM.

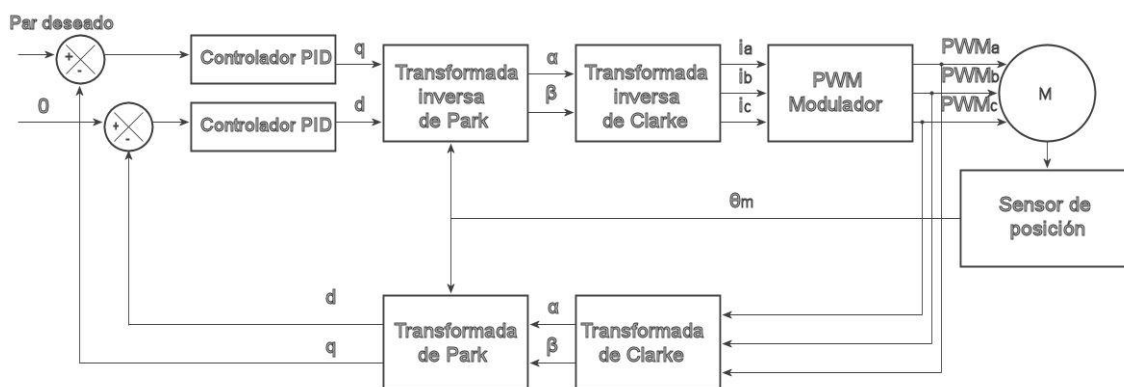


Figura 4.6. Diagrama de bloques de Control Vectorial (FOC).

Este modo de control presenta ventajas interesantes frente a otras técnicas. La primera ventaja se debe a que el control de flujo magnético es independiente del control de par, este hecho permite optimizar el régimen de funcionamiento de los motores síncronos, en los que el flujo magnético del rotor está generado por los imanes permanentes de la máquina. Al no ser necesario crear un flujo magnético adicional, el valor de referencia de la componente de flujo,  $i_{dref}$ , suele ser fijado a cero, entonces el vector de corrientes del estator solo está formado por la componente de cuadratura,  $i_q$ , lo que significa que todo el suministro de energía es empleado en la producción de par. En los motores asíncronos no sucede lo mismo, pues necesitan crear flujo magnético en el rotor para su funcionamiento, por tanto el valor de referencia no puede ser cero [14].

La segunda gran ventaja se encuentra en la mejora del funcionamiento del sistema de control. Con las transformaciones de Clarke y de Park se consigue descomponer el vector de corrientes del estator, compuesto por tres señales sinusoidales, en dos componentes independientes de módulo prácticamente constante. Por este motivo, el sistema de control se simplifica ya que los sistemas de realimentación de lazo cerrado trabajan con señales cuya amplitud no varía con el tiempo, por lo que desaparecen los problemas derivados de las altas frecuencias (velocidades del motor altas) asociados a la Conmutación Sinusoidal. De esta forma el sistema de control se asemeja más al control de un motor de corriente continua, consiguiendo un mejor funcionamiento tanto en régimen estacionario como durante el régimen transitorio[16].

Sin embargo también presenta sus inconvenientes, ya que para materializar el Control Vectorial se requiere un hardware y un software específico que ejecute un complejo algoritmo de control. Para ello se ha de diseñar una placa de circuito impreso en la que se sitúen los dispositivos periféricos necesarios y que cuente con una potencia de cálculo suficiente para hacer operar a los motores sin escobillas eficientemente.

### 4.3. Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM).

Como se vio en el capítulo anterior, el Control Vectorial suele ir acompañado por su propia técnica de modulación, llamada SVPWM. En este apartado se va a profundizar en esta técnica para dar una idea de cómo funciona.

La modulación en el espacio vectorial consiste en la aplicación de una combinación de estados de conmutación básicos durante un tiempo concreto para generar un vector resultante idéntico al vector de tensión deseado. Los estados de conmutación básicos se corresponden con aquellos que se pueden alcanzar con un inversor trifásico, debiendo cumplir dos sencillos requisitos:

- Tres de los seis interruptores deben estar activos.
- Los interruptores de una misma rama deben ser accionados complementariamente.

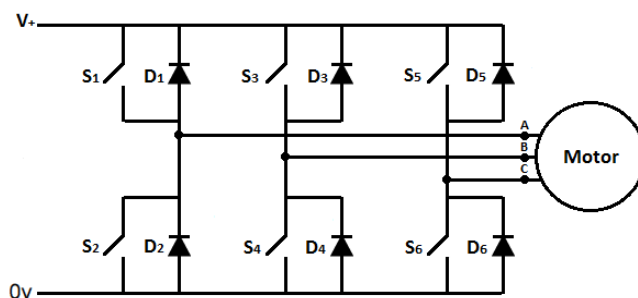


Figura 4.7. Inversor trifásico.

Las restricciones anteriores reducen considerablemente el número de estados posibles, quedando tan sólo 8 estados básicos. Cada uno de estos estados tiene asociado su correspondiente vector perteneciente al espacio vectorial, al que a su vez corresponden unas tensiones de fase y de línea en el sistema trifásico.

A continuación se muestran las expresiones que definen las tensiones de fase y de línea en función de los estados de los interruptores, además, conviene recordar la matriz de cambio de base para expresarlas en el espacio  $\alpha$ - $\beta$ .

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{7\pi}{6}\right) \\ \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) & \sin\left(\frac{7\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}$$

donde:

- $S_{1,2,3,4,5,6}$ , Estados de los interruptores, (1, activo; 0, inactivo).
- $v_{ab,bc,ca}$ , tensiones de línea.
- $v_{a,b,c}$ , tensiones de fase.

Utilizando las expresiones anteriores se puede llegar a construir la siguiente tabla, donde se muestran los 8 estados básicos y sus respectivas tensiones en los distintos marcos de referencia:

	$S_1, \overline{S_2}$	$S_3, \overline{S_4}$	$S_5, \overline{S_6}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	$v_a$	$v_b$	$v_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$
$\vec{V}_{000}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_0$	1	0	0	$U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0
$\vec{V}_{60}$	1	1	0	0	$U_{DC}$	$-U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{-2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$\vec{V}_{120}$	0	1	0	$-U_{DC}$	$U_{DC}$	0	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$\vec{V}_{180}$	0	1	1	$-U_{DC}$	0	$U_{DC}$	$\frac{-2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{-2U_{DC}}{3}$	0
$\vec{V}_{240}$	0	0	1	0	$-U_{DC}$	$U_{DC}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{-U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$\vec{V}_{300}$	1	0	1	$U_{DC}$	$-U_{DC}$	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{-2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$\vec{V}_{111}$	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

**Tabla 4.1. Estados de conmutación sencillos, tensiones de fase y de línea.**

Una vez presentados los estados básicos, se va a proceder a resolver un caso práctico de modulación tal y como lo haría la técnica SVPWM.

Suponga que el vector de tensión que se desea generar se encuentra situado en el sector comprendido entre los vectores  $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_{60}$ , este vector puede ser representado mediante

la combinación de estados de conmutación básicos. Los estados seleccionados serán los dos estados adyacentes al vector deseado,  $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_{60}$ , y los dos estados “cero”,  $\vec{V}_{000}$  y  $\vec{V}_{111}$ .

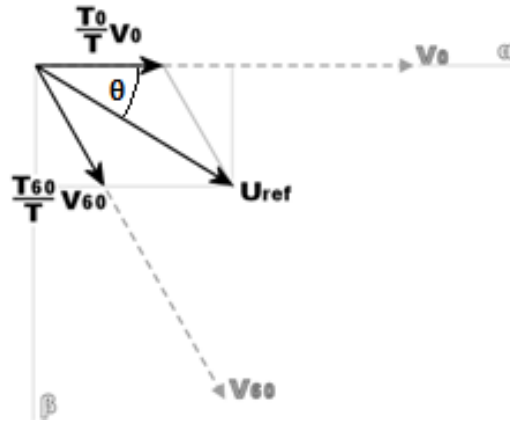


Figura 4.8. 1º sector SVPWM.

Las ecuaciones que definen este supuesto vector serían las siguientes:

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_0}{T} \vec{V}_0 + \frac{T_{60}}{T} \vec{V}_{60} + \frac{T_{000}}{T} \vec{V}_{000} + \frac{T_{111}}{T} \vec{V}_{111}$$

$$T = T_0 + T_{60} + T_{000} + T_{111}$$

donde:

- $T_{0,60,000,111}$ , tiempo en el que debe ser activado su respectivo estado.

Si se opera con las expresiones anteriores se puede llegar a despejar los tiempos de activación por periodo de los estados de conmutación básicos, y expresarlos en función de las componentes del vector tensión deseado en el sistema de referencia “ $\alpha$ - $\beta$ ”. Para el vector de tensión supuesto anteriormente se procedería de la siguiente manera:

**Nota:** Los módulos de todos los vectores de conmutación básicos son idénticos ( $|\vec{V}_0| = \dots = |\vec{V}_{300}| = \frac{2U_{DC}}{3}$ ).

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| \cos(0) + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| \sin(0) + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{T_{60}}{T} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \Rightarrow \frac{T_{60}}{T} = \frac{\sqrt{3}u_{ref\beta}}{U_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} |\vec{V}_{ref}| \sin \theta$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{2T_0}{3T} U_{DC} + \frac{\sqrt{3}}{3} u_{ref\beta} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{T_0}{T} = \frac{3u_{ref\alpha} - \sqrt{3}u_{ref\beta}}{2U_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} |\vec{V}_{ref}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_{000} = T_{111} = \frac{T - T_0 - T_{60}}{2}$$

Una vez calculados los tiempos de aplicación por periodo de cada uno de los estados involucrados, sólo faltaría generar las señales moduladas que utilizará el inversor trifásico.

El orden de aplicación de los estados podría ser cualquiera, sin embargo se suelen utilizar patrones de conmutación en los que se limite el número de conmutaciones y/o se reduzca la distorsión armónica total. En este caso práctico se va a utilizar un patrón de conmutación en el que para cambiar de estado basta con realizar la conmutación de una única rama del inversor trifásico, gracias a esto se lograrán reducir las pérdidas del inversor al mínimo. El patrón seleccionado tendrá una forma como el de la siguiente figura.

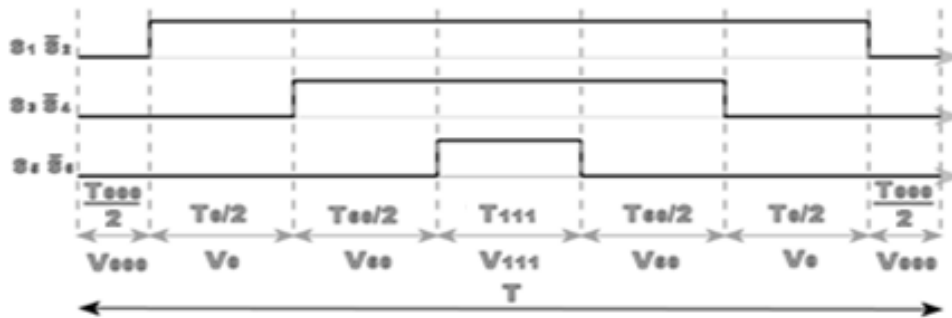
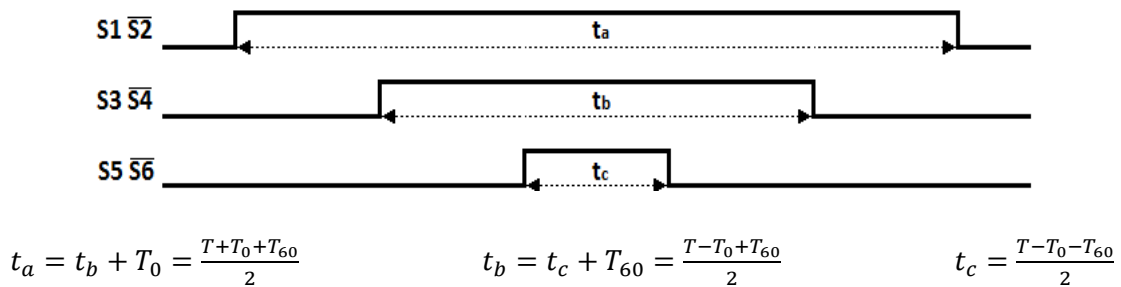
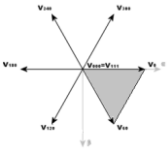
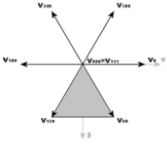
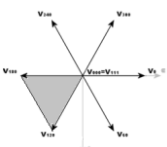
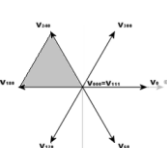
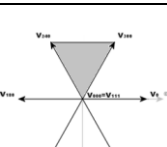
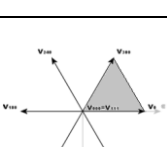


Figura 4.9. Patrón de conmutación SVPWM del 1º sector.

Por último, sólo quedarían por determinar los tiempos de activación por periodo de cada una de las ramas del inversor. Las tres señales de control de los interruptores del inversor es lo que se conoce como SVPWM.



Recuerde que lo visto hasta ahora corresponde con el 1º sector. Los resultados obtenidos no son aplicables a los cinco sectores restantes, por lo que es necesario repetir este mismo proceso con cada uno de ellos. En la siguiente tabla se muestran las expresiones obtenidas:

<p>Sector 1</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_0}{T} \vec{V}_0 + \frac{T_{60}}{T} \vec{V}_{60}$ $T = T_0 + T_{60} + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_0}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{\sqrt{3}u_{ref\alpha} - u_{ref\beta}}{2}$ $\frac{T_{60}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{ref\beta}$
<p>Sector 2</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{60}}{T} \vec{V}_{60} + \frac{T_{120}}{T} \vec{V}_{120}$ $T = T_{60} + T_{120} + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_{60}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{\sqrt{3}u_{ref\alpha} + u_{ref\beta}}{2}$ $\frac{T_{120}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{-\sqrt{3}u_{ref\alpha} + u_{ref\beta}}{2}$
<p>Sector 3</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{120}}{T} \vec{V}_{120} + \frac{T_{180}}{T} \vec{V}_{180}$ $T = T_{120} + T_{180} + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_{120}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{ref\beta}$ $\frac{T_{180}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{-\sqrt{3}u_{ref\alpha} - u_{ref\beta}}{2}$
<p>Sector 4</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{180}}{T} \vec{V}_{180} + \frac{T_{240}}{T} \vec{V}_{240}$ $T = T_{180} + T_{240} + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_{180}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{-\sqrt{3}u_{ref\alpha} + u_{ref\beta}}{2}$ $\frac{T_{240}}{T} = -\frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{ref\beta}$
<p>Sector 5</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{240}}{T} \vec{V}_{240} + \frac{T_{300}}{T} \vec{V}_{300}$ $T = T_{240} + T_{300} + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_{240}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{-\sqrt{3}u_{ref\alpha} - u_{ref\beta}}{2}$ $\frac{T_{300}}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{\sqrt{3}u_{ref\alpha} - u_{ref\beta}}{2}$
<p>Sector 6</p> 	$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{300}}{T} \vec{V}_{300} + \frac{T_0}{T} \vec{V}_0$ $T = T_{300} + T_0 + T_{000} + T_{111}$	$\frac{T_{300}}{T} = -\frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} u_{ref\beta}$ $\frac{T_0}{T} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} \frac{\sqrt{3}u_{ref\alpha} + u_{ref\beta}}{2}$

**Tabla 4.2. Periodos de conmutación en SVPWM.**

Tal y como sucedía antes, tampoco es válido utilizar el mismo patrón de conmutación para todos los sectores, cada sector tendrá su propio patrón que reducirá el número de conmutación necesarias. En la tabla que se muestra en la siguiente página aparecen representados los patrones de conmutación y los tiempos de activación de cada una de las fases en función del sector ocupado.

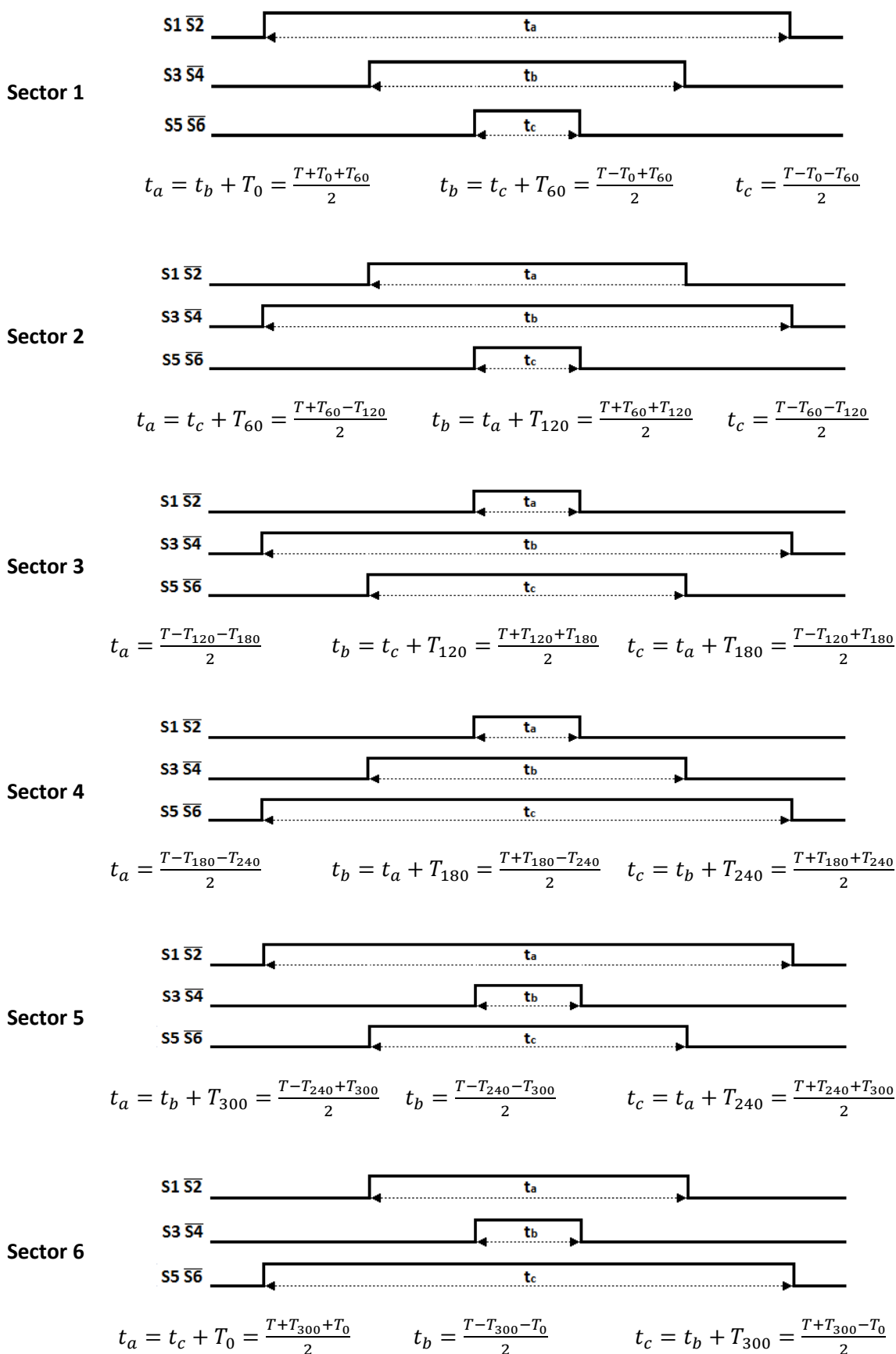
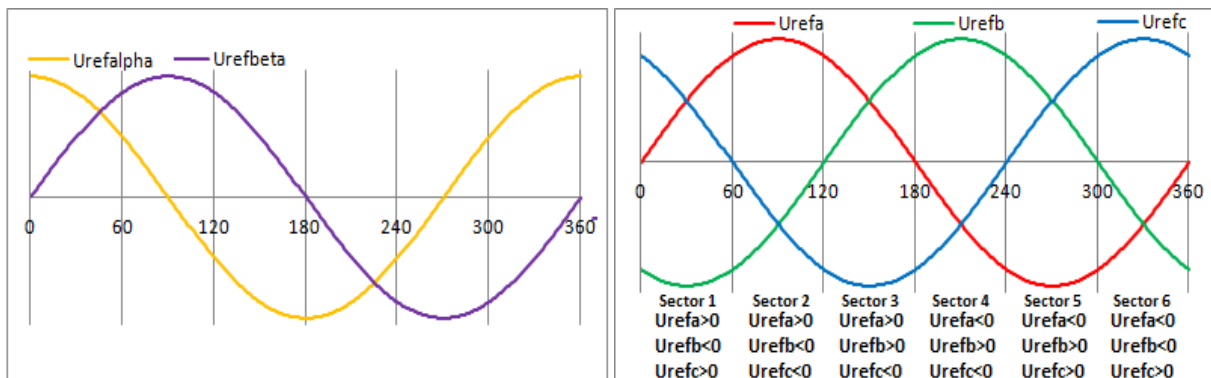


Tabla 4.3. Asignación de los tiempos de activación de las fases del motor.

Resuelto el problema de los tiempos de conmutación en los seis sectores, la siguiente dificultad que se presenta es la identificación del sector en el que se encuentra el vector de tensión que se desea modular, sin este proceso no se puede realizar correctamente la modulación SVPWM.

El identificador de sector puede ser complejo, pero existe una forma sencilla de resolver este problema utilizando las propiedades de la Transformada de Clarke y de Park. El algoritmo de identificación puede consistir en la aplicación sucesiva de las transformaciones de Clarke y de Park al vector de tensión deseado, y a partir de los signos de las tres tensiones trifásicas se discernirá el sector al cual pertenece dicho vector. Por ejemplo, supóngase un vector situado en el primer sector, después de hacer las transformaciones se obtendrán tres tensiones de fase: los signos de las fases "a" y "c" serán positivos, el signo de la fase "b" será negativo. Si el vector de referencia hubiera pertenecido a cualquier otro sector se hubiera obtenido una combinación de signos diferente a la del primer sector y a la de los otros cuatro sectores restantes (Figura 4.10.).



**Figura 4.10. Identificación del sector SVPWM.**

El método de modulación SVPWM es válido siempre y cuando el vector de referencia que se desea reproducir se encuentre dentro del hexágono formado por los vectores básicos. Cuando el vector de referencia de tensión se encuentra dentro del círculo interior del hexágono la tensión eficaz a la salida del inversor es proporcional al índice de modulación. Por el contrario, si el vector de referencia excede los límites del hexágono se deberá acudir a la sobremodulación.

Esta estrategia de modulación funciona bien, sin embargo en algunas zonas su funcionamiento puede verse afectado por limitaciones técnicas. Estas zonas son los lugares cercanos al origen, próximos a los bordes del hexágono o a los límites entre sectores.



Si el vector de referencia ocupa alguna de estas zonas significará que alguno de los tiempos de conmutación es corto, se producirán errores si el tiempo de conmutación calculado es inferior al tiempo de conmutación del propio interruptor o si el tiempo es incluso menor que el tiempo necesario para muestrear las corrientes eléctricas. El algoritmo SVPWM puede modificarse en las zonas críticas para que se respeten unos tiempos mínimos, y así poder realizar algunas tareas imprescindibles.

A pesar de estas limitaciones, la técnica de modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM) muestra mejores resultados que la modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM). La técnica SVPWM consigue mejor rendimiento debido a una menor distorsión armónica total (THD), a un mayor factor de potencia y a menores pérdidas en la conmutación de los interruptores [8].





# Capítulo 5: Diseño del Controlador Electrónico.

El funcionamiento de los motores sin escobillas no sería posible sin un controlador electrónico por las razones que se han visto en capítulos anteriores. El controlador electrónico es el dispositivo encargado de aplicar la excitación precisa sobre cada una de las fases del motor en todo momento, su principal función es la de mantener en movimiento al motor cumpliendo con unos determinados parámetros de velocidad y par marcados por el usuario.

Como puede suponerse la complejidad de un controlador de motor electrónico es elevada, pues debe contener el hardware y el software que haga posible la ejecución de los algoritmos de control. Debido a esta complejidad, se va a proceder a descomponer el diseño en partes más sencillas, cada una de las cuales tendrá un cometido claramente diferenciado. El entendimiento de cada parte por separado ayudará a comprender el funcionamiento del conjunto. Las partes en las que se ha decidido dividir el controlador del motor son:

- Etapa de alimentación.
- Etapa de potencia.
- Etapa de medición de corriente.
- Etapa de medición de tensión.
- Etapa de control.
- Etapa de comunicación.

### 5.1. Etapa de alimentación.

La función de la etapa de alimentación es suministrar la potencia eléctrica necesaria para hacer funcionar todos los elementos eléctricos y electrónicos que componen el controlador del motor.

Como puede imaginarse, el controlador estará formado por un gran número de componentes, cada uno de los cuales requerirá unas condiciones de funcionamiento de acuerdo a sus características particulares. Por este motivo es necesario diseñar una etapa específica cuyo fin será la obtención de las tensiones de alimentación adecuadas para cada uno de los componentes.

Esta etapa suele ser una de las más complejas en cualquier dispositivo electrónico; sin embargo, durante el diseño del resto de las etapas de este controlador se ha procurado maximizar el número de componentes con unas condiciones de operación similares, lo cual ayudará a no complicar en exceso el diseño de esta etapa.

Si se atiende a las recomendaciones de los fabricantes de cada uno de los componentes electrónicos que van a ser utilizados, se puede concluir que únicamente serán necesarias dos tensiones de alimentación, que se denominarán de la siguiente forma:

- Tensión de Alimentación General de la Placa (VS).
- Tensión de Alimentación del Microcontrolador (VDD\_MCU).

**Nota:** *La nomenclatura de la segunda puede causar confusión, pese a contener la palabra "microcontrolador" no solamente servirá para la alimentación de este componente, sino que también será utilizada por otros.*

La Tensión de Alimentación General de la Placa será la única suministrada por una fuente de alimentación externa. Se introducirá en la placa del controlador mediante el conector "CN3" situado a la izquierda de la Figura 5.2. El valor de esta tensión no está fijado y deberá estar comprendido entre los 8 y los 48 voltios, que corresponde a la Tensión de Operación recomendada para el circuito integrado del Controlador del Motor Trifásico sin Escobillas DMOS (chip L6230 de la Etapa de Potencia). El rango de tensión anterior garantiza que la placa del controlador pueda ser utilizada para un amplio rango de motores sin escobillas.

Se ha decidido nombrar a la Tensión de Alimentación del Microcontrolador de esta forma por ser el microcontrolador el elemento principal alimentado con esta tensión. Esta tensión si estará fijada en 3,3 voltios, y, además del microcontrolador, se utilizará para alimentar a los amplificadores operacionales de la Etapa de Medición de Corriente y a los botones de la Interfaz Física de la placa. Dado que este voltaje es inferior a la Tensión de Alimentación General se utilizará un regulador de potencia para alcanzar el valor fijado, eliminándose así la necesidad de utilizar una segunda fuente de alimentación externa.

### 5.1.1. El regulador de potencia ST1S14.

El circuito integrado elegido es el ST1S14, el cual es un regulador de potencia por conmutación cuya función es la de ofrecer una tensión muy estable e independiente de la tensión de entrada, de esta forma se consigue proteger a un elemento tan sensible como el microcontrolador de las posibles variaciones que pudiera sufrir la fuente de alimentación externa.

En la descripción de este componente, realizada por el fabricante, se dice que es capaz de suministrar hasta 3 amperios de corriente continua y permite fijar un voltaje de salida a partir de los 1,22 voltios, siendo estos valores adecuados para las necesidades del microcontrolador seleccionado. En la misma hoja de catálogo se adjunta un esquema de montaje para la función para la cual va a ser utilizado, simplemente basta con determinar el valor de un par de resistencias en función de la tensión que se quiera obtener a la salida del regulador de potencia.

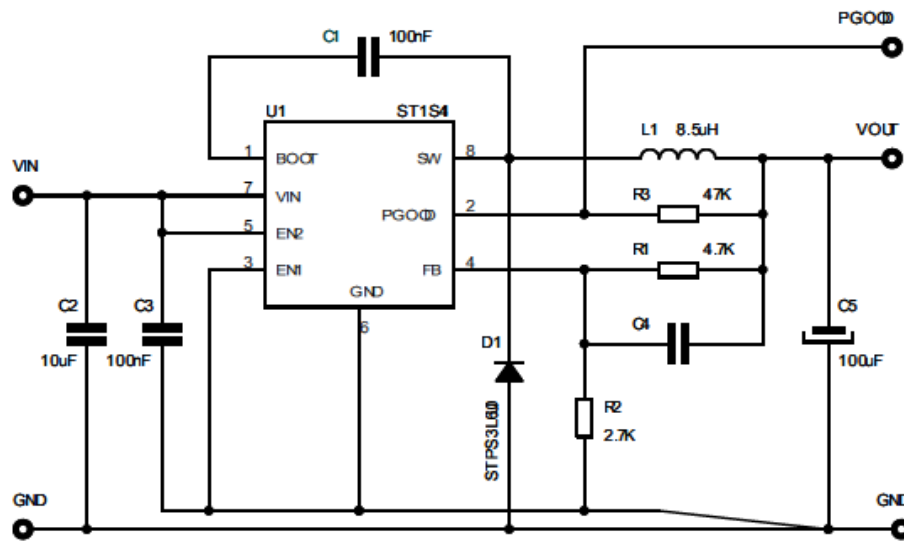


Figura 5.1. Esquemático de aplicación del regulador de potencia.

Si se analiza el esquemático en detalle (Figura 5.1), se puede comprender como se fija el voltaje de salida del regulador de potencia, que en este caso será la Tensión de Alimentación del Microcontrolador. Abstrayéndose de otros elementos, se puede visualizar en las resistencias " $R_1$ " y " $R_2$ " una estructura similar a la de un divisor de tensión, a partir de la cual se puede calcular una expresión algebraica que determine el voltaje de salida en función de la tensión de Feedback del regulador de potencia y del valor de las dos resistencias.

$$V_o = V_{DD\_MCU} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{FB}$$

siendo:

- $V_{DD\_MCU}$ , tensión de alimentación del microcontrolador (fijada en 3,3 V).
- $V_{FB}$ , tensión de Feedback del regulador de potencia (Valor típico de 1,22 V).
- $R_1$  y  $R_2$ , valor de las resistencias (Ohmios).

Para cumplir con la igualdad anterior es necesario concretar el valor de las dos resistencias. En este caso se ha decidido dar un valor a la resistencia  $R_1$  de 4,7 K $\Omega$ , por lo que automáticamente queda definido el valor de la resistencia  $R_2$  en 2,7 K $\Omega$  (que coinciden con los valores dados por el fabricante).

El esquemático de la Etapa de Alimentación quedaría de la siguiente manera:

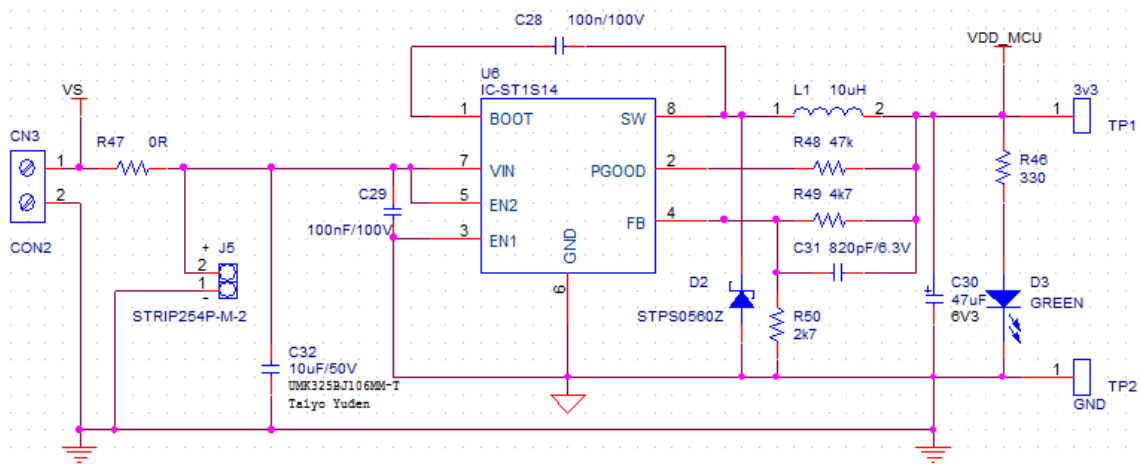


Figura 5.2. Esquemático de la Etapa de Alimentación.

## 5.2. Etapa de potencia.

La función de la etapa de potencia es la generación de las señales de excitación del motor de acuerdo a las instrucciones marcadas por la etapa de control.

Como se ha comentado en capítulos anteriores, el elemento principal de esta etapa es el inversor trifásico, circuito utilizado para conseguir tres señales de corriente alterna de valor eficaz y frecuencia deseada.

Sería posible crear un inversor a partir de transistores (bipolares, MOSFET, IGBT, etc.), sin embargo existen circuitos integrados que ya lo contienen en su interior, y que, además de incorporar algunas funciones que también resultarán útiles, están especialmente diseñados para este tipo de aplicaciones. En este proyecto se utilizará el integrado L6230 de STMicroelectronics.

### 5.2.1. El Controlador L6230.

El circuito integrado L6230 es un controlador de motores sin escobillas hecho a partir de transistores de potencia del tipo DMOS. Se ha escogido este chip por su versatilidad, ya que es

adecuado para un amplio rango de tensiones y es compatible con las distintas técnicas de conmutación vistas anteriormente; optimizado y especialmente recomendado por el fabricante para utilizar con la técnica de Control Vectorial (Field Oriented Control).

Debido a la disparidad de componentes que aloja en su interior, el L6230 está fabricado con tecnología Multipower-BCD. Esta tecnología ha sido fruto de los recientes avances producidos en circuitos integrados; permitiendo combinar estructuras de señal Bipolar, con lógica CMOS y transistores de potencia aislados del tipo DMOS dentro del mismo encapsulado.

En su interior alberga un inversor trifásico totalmente controlado. El inversor está compuesto por 6 transistores MOSFET tipo-n con su correspondiente diodo de libre conducción en anti-paralelo, los dos transistores de cada rama son accionados complementariamente por la misma señal de control, y por defecto se introduce un tiempo de retardo entre el apagado de uno y el encendido del otro.

El mismo chip incorpora un sistema de detección y protección a las sobre-intensidades. Este sistema consiste en la conexión automática del pin de activación "*EN\_DIAG*" con la tierra de la placa cuando la intensidad de corriente supera un cierto umbral, de esta manera se protege al circuito integrado del controlador ante posibles daños que se producirían al tener éste que disipar un exceso de potencia. En la hoja de catálogo se puede ver como el usuario puede ajustar el tiempo de respuesta (desde que se detecta la sobre-corriente hasta que actúa la protección), así como el tiempo que debe transcurrir para que el inversor vuelva a actuar.

En el mismo documento también se ilustra con varias imágenes como han de ser los circuitos esquemáticos en función del método de control que vaya a ser empleado. A continuación se muestra el montaje recomendado para el método de Control Vectorial.

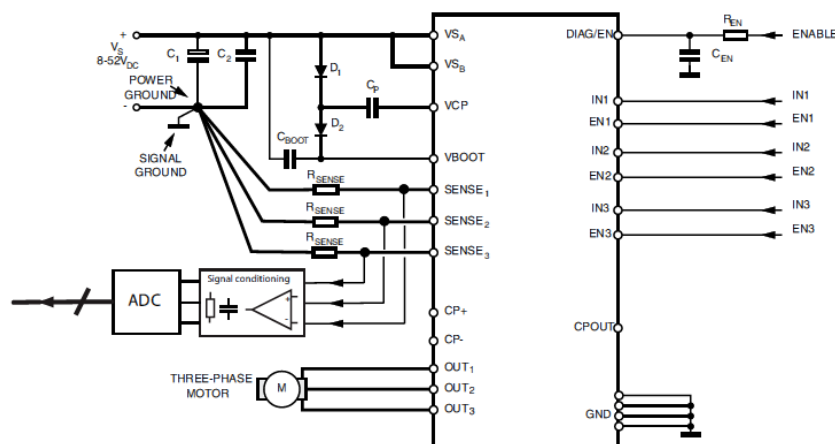


Figura 5.3. Esquemático del chip L6230 para el Control Vectorial (FOC).



En la figura anterior se pueden distinguir algunas zonas importantes. En la parte derecha se encuentran el pin de activación y los pines correspondientes a las entradas lógicas provenientes de la Etapa de Control. En la parte superior izquierda se encuentra el circuito de disparo de los MOSFET, usado por los interruptores de la parte superior de las ramas del inversor ya que la señal proveniente del microcontrolador es insuficiente; más abajo se encuentran tres pines para llevar a cabo la medición de corriente de las fases del motor y los tres pines de excitación del motor.

El esquemático de la Etapa de Potencia sería como el de la siguiente Figura:

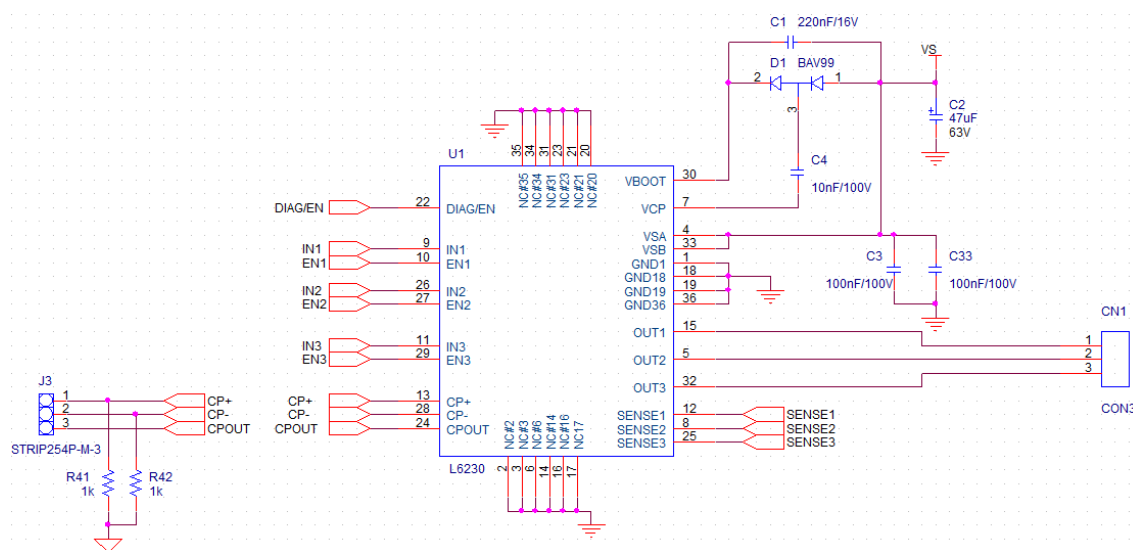


Figura 5.4. Esquemático de la Etapa de Potencia.

### 5.3. Etapa de Medición de Corriente.

Su función es la medición de las corrientes de fase del motor, la información obtenida ha de transferirse a la Etapa de Control para que con estos datos pueda ejecutar el algoritmo de control.

Existen varias topologías para implementar esta etapa: tres resistencias de detección, una resistencia de detección, sensores de corriente independientes. En este caso se ha escogido la primera opción, en la que se utilizará una resistencia de detección por cada una de las fases del motor trifásico.

El lazo de realimentación de corriente estará compuesto por tres amplificadores de transimpedancia, los cuales convertirán la intensidad de corriente que atraviesa cada

resistencia de detección en una tensión. La función del amplificador es la de adecuar el valor de tensión para ser medido por el Conversor Analógico Digital (ADC) del microcontrolador.

### 5.3.1. Amplificador de Transimpedancia.

Como se puede ver en la Figura 5.5., cada amplificador se compone de un amplificador operacional y un conjunto de resistencias. A continuación se va a obtener la expresión algebraica que define la tensión de salida de la etapa de realimentación, para facilitar esta tarea se va a dividir el problema en partes más sencillas.

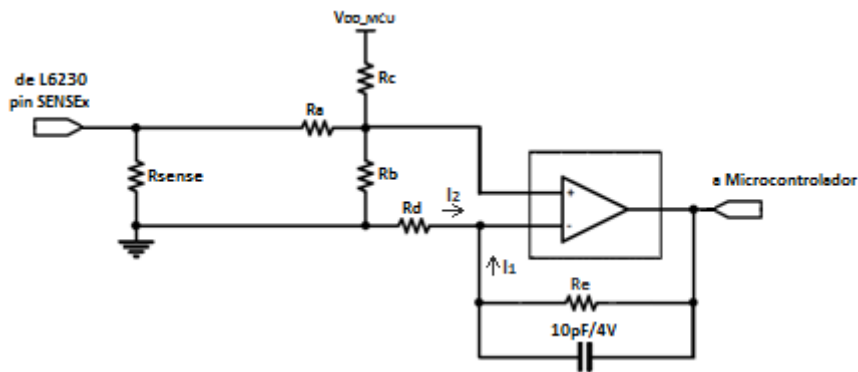


Figura 5.5. Esquemático de un amplificador de transimpedancia.

#### 1. Amplificador operacional en configuración no inversora.

Se puede ver en el esquemático como el amplificador operacional está en configuración no inversora, luego podría analizarse como un amplificador de tensión. Suponiendo que el funcionamiento del amplificador es ideal se debe cumplir las siguientes igualdades:

$$V_+ = V_- \quad I_+ = I_- = 0$$

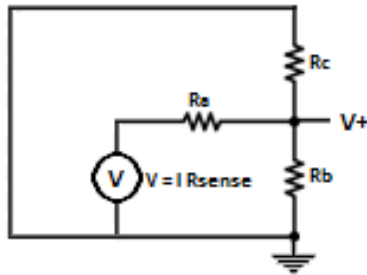
Aplicando las leyes de Kirchhoff, la suma de corrientes en el nudo del pin no inversor debe ser nula, entonces se puede llegar a la siguiente expresión:

$$I_1 + I_2 = 0 \Rightarrow \frac{V_{OUT} - V_+}{R_e} + \frac{-V_+}{R_d} = 0 \Rightarrow V_{OUT} R_d = V_+ (R_d + R_e)$$

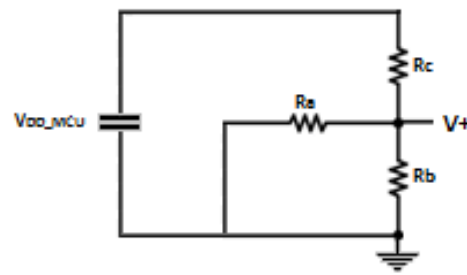
$$V_{OUT} = \left[ 1 + \left( \frac{R_e}{R_d} \right) \right] V_+$$

## 2. Tensión de entrada en el amplificador operacional.

Observando la expresión calculada en el punto anterior se deduce que la tensión de salida es proporcional a la tensión de entrada " $V_+$ ", para calcular el valor de esta tensión se va a aplicar el Teorema de Superposición. El Teorema de Superposición consiste en analizar el circuito eléctrico considerando que las fuentes de alimentación son independientes unas de otras. En este caso se tienen dos fuentes de alimentación que se corresponden con los circuitos que aparecen a continuación.



$$V_+ = I R_{sense} \frac{(R_b \parallel R_c)}{R_a + (R_b \parallel R_c)}$$



$$V_+ = V_{DD\_MCU} \frac{(R_a \parallel R_b)}{R_c + (R_a \parallel R_b)}$$

Por lo tanto, superponiendo ambos resultados se consigue la tensión de entrada del amplificador operacional.

$$V_+ = I R_{sense} \frac{(R_b \parallel R_c)}{R_a + (R_b \parallel R_c)} + V_{DD\_MCU} \frac{(R_a \parallel R_b)}{R_c + (R_a \parallel R_b)}$$

## 3. Amplificador de Transimpedancia.

Si combinamos los resultados obtenidos en los dos puntos anteriores se puede calcular la expresión final que define la tensión de salida del amplificador de transimpedancia.

$$V_{OUT} = I R_{sense} \frac{(R_b \parallel R_c)}{R_a + (R_b \parallel R_c)} \left[ 1 + \left( \frac{R_e}{R_d} \right) \right] + V_{DD\_MCU} \frac{(R_a \parallel R_b)}{(R_a \parallel R_b) + R_c} \left[ 1 + \left( \frac{R_e}{R_d} \right) \right]$$

Tomando los valores mostrados a continuación y sustituyéndolos en la expresión anterior se llega a la expresión final:

$$R_a = 910\Omega \quad R_b = 910\Omega \quad R_c = 4,7K\Omega \quad R_d = 1K\Omega \quad R_e = 5,4K\Omega (2x 2,7K\Omega)$$

$$V_{OUT} = 2,918 I R_{sense} + 1,889 V$$

Por último, queda fijar el valor de la resistencia de derivación para definir el umbral máximo de intensidad detectable por la etapa de medición de corriente, o dicho de otro modo, el valor de intensidad a partir del cual se producirá saturación en el amplificador operacional. Se ha decidido fijar el valor máximo de intensidad en 1,5 A, que coincide aproximadamente con el valor de corriente eficaz a la salida del inversor recomendado por el fabricante. Por lo tanto el valor de la resistencia de detección debe ser de 0,33Ω.

$$R_{sense} = 0,33\Omega \quad V_{OUTmax} = V_{DD\_MCU} = 3,34 V$$

$$I_{max} = \frac{V_{DD\_MCU} - 1,889}{2,918 R_{sense}} = 1,51 A$$

$$I_{min} = \frac{0 - 1,889}{2,918 R_{sense}} = -1.96 A$$

Por último, decir que para el montaje en la placa de circuito impreso se utilizará el circuito integrado TSV914A, el cual contiene en su interior 4 amplificadores operacionales, de los cuales se utilizarán 3 de ellos.

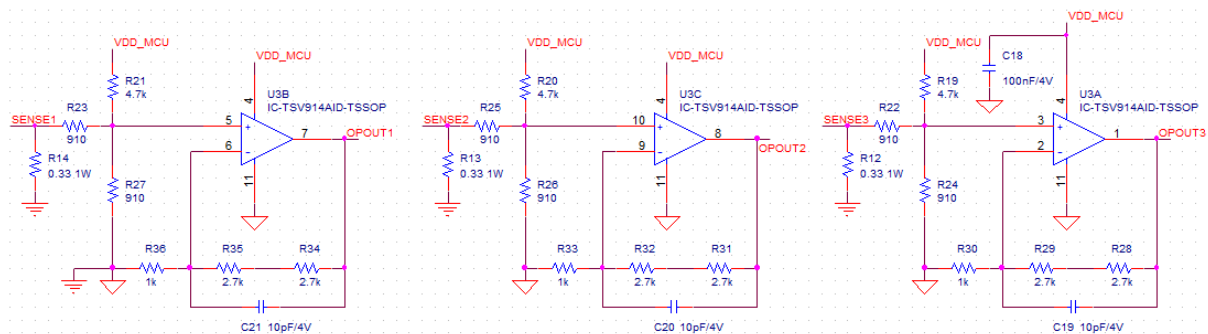


Figura 5.6. Esquemático de la Etapa de Medición de Corriente.

## 5.4. Etapa de Medición de Tensión.

La función de esta etapa es la medición de la tensión del bus de alimentación del motor.

Es la etapa más sencilla de todas de las que se compone el controlador del motor, consiste simplemente en un divisor de tensión. Su labor será la de proporcionar al microcontrolador una tensión proporcional a la Tensión de Alimentación General, de tal forma que, si la tensión supera el rango de funcionamiento establecido por el usuario, la etapa de control puede actuar en consecuencia para evitar daños mayores.

$$V_{BUS\_FBK} = \frac{R_b}{R_a + R_b} V_s$$

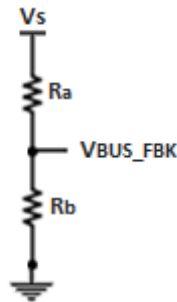


Figura 5.7. Divisor de tensión.

La única condición que debe tenerse en cuenta para el diseño de esta etapa es que la tensión de salida del divisor de tensión no supere el límite superior del convertidor analógico digital del microcontrolador (ADC), por lo que se ha decidido fijar el factor de escala en 1/125.

$$R_a = 470K\Omega + 470K\Omega$$

$$R_b = 8,2K\Omega \parallel 100K\Omega$$

$$V_{BUS\_FBK} = \frac{1}{125} V_s$$

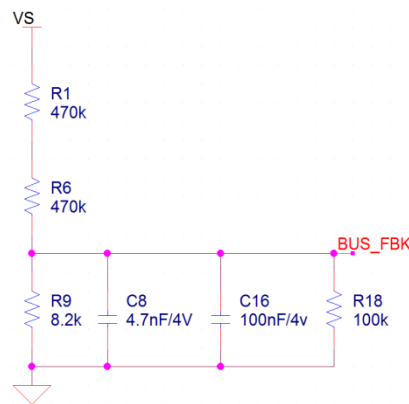


Figura 5.8. Esquemático de la Etapa de Medición de Tensión.

## 5.5. Interfaz Física (botones).

La Interfaz Física es un conjunto de botones situados en la placa del controlador. El usuario podrá enviar instrucciones sencillas a la Etapa de Control mediante la manipulación de estos controles.

Los controles que se van a implementar son los que se muestran en la siguiente página:

### 1. Botón de Start/Stop.

Este botón se utilizará para indicar el comienzo del control del motor. Al pulsar el botón "B2" durante un breve tiempo se enviará una señal de nivel alto a una entrada/salida de propósito general del microcontrolador.

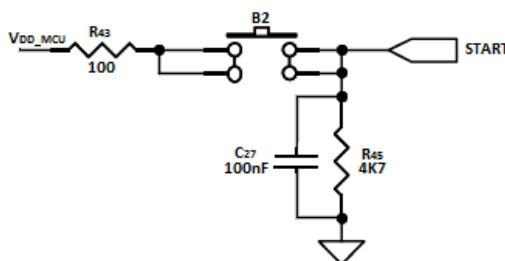


Figura 5.9. Esquemático START.

### 2. Botón de Reset.

El microcontrolador recomienda implementar un botón de RESET para evitar problemas de ruido que podrían causar apagados inesperados. Al pulsar el botón "B1" se fuerza manualmente un estado bajo en el pin NRST del microcontrolador y se produce un reajuste del mismo.

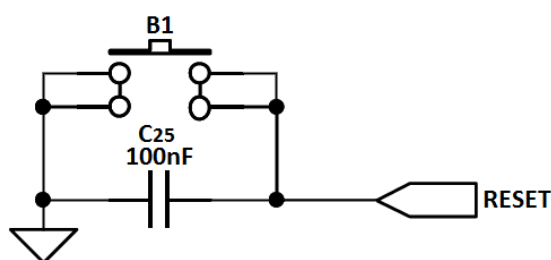


Figura 5.10. Esquemático RESET.

### 3. Comando de velocidad.

El comando de velocidad consistirá en un sencillo potenciómetro. Al manipular el potenciómetro se modificará el valor de tensión de salida, la cual será enviada al conversor analógico digital del microcontrolador.

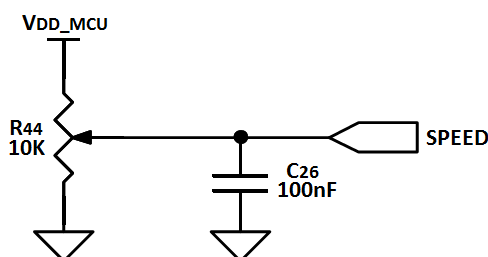


Figura 5.11. Esquemático SPEED.

## 5.6. Etapa de Control.

La Etapa de Control es la etapa esencial del controlador, será la encargada de recibir y procesar la información proveniente de otros periféricos, ejecutar el algoritmo de control y transferir los comandos de control a la Etapa de Potencia.

Para realizar todas estas funciones se va a utilizar un microcontrolador de ST Microelectronics. Un microcontrolador es un circuito integrado capaz de ejecutar un conjunto de operaciones en un orden lógico con un fin concreto; por tanto, el microcontrolador debe consistir en un núcleo de procesamiento, en una memoria que contenga el algoritmo a ejecutar y almacene el valor de los registros, así como una serie de dispositivos periféricos útiles para las tareas que deba realizar.

### 5.5.1. Microcontrolador STM32F103.

Este microcontrolador pertenece a la familia STM32, cualquier microcontrolador perteneciente a esta familia sería válido para desarrollar las funciones de la Etapa de Control. Concretamente se ha escogido el dispositivo STM32F103CB de densidad media y encapsulado de 48 pines.

Peripheral	STM32F103Cx	
Flash - Kbytes	64	128
SRAM - Kbytes	20	
Timers	General-purpose	3
	Advanced-control	1
Communication	SPI	2
	I <sup>2</sup> C	2
	USART	3
	USB	1
	CAN	1
GPIOs	37	
12-bit synchronized ADC	2	
Number of channels	10 channels	
CPU frequency	72 MHz	
Operating voltage	2.0 to 3.6 V	
Operating temperatures	Ambient	-40 to +85 °C
		-40 to +105 °C
	Junction	-40 to +125 °C

Tabla 5.1. Propiedades STM32F103

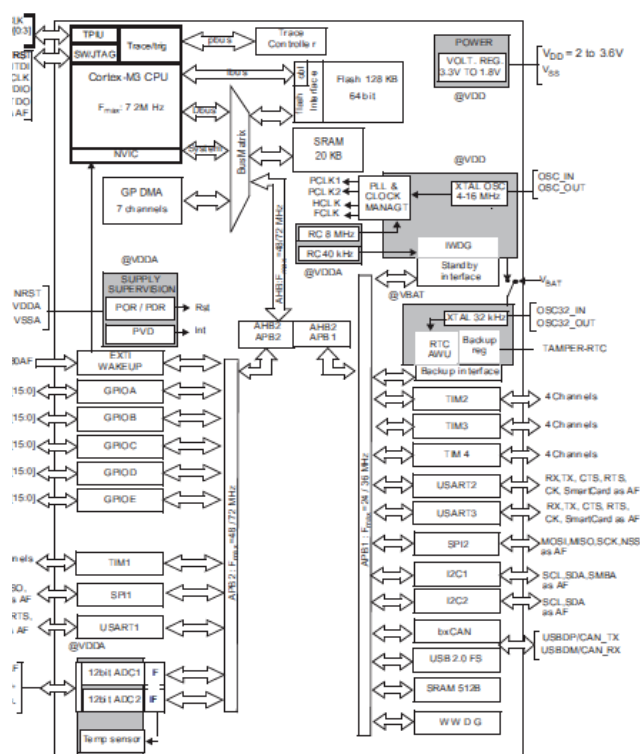
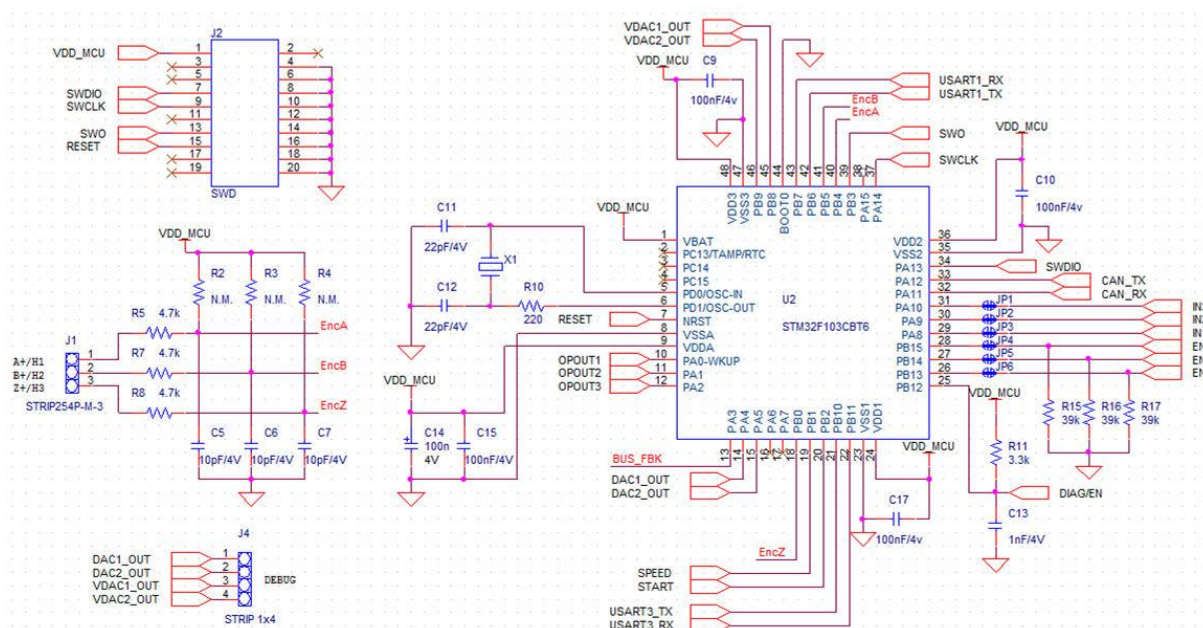


Figura 5.12. Diagrama de bloques STM32F103.

Las características más destacadas de este microcontrolador son el núcleo de 32 bits de ARM CORTEX<sup>TM</sup> capaz de operar a frecuencias de hasta 72 MHz, 128Kbytes de memoria Flash y 20Kbytes de memoria SRAM, gran abanico de entradas y salidas analógicas y digitales; y elementos periféricos como: temporizadores (Timers), módulo de Modulación por Ancho de Pulso (PWM), Convertidor Analógico-Digital (ADC) y Digital-Analógico (DAC), varios módulos de comunicación serie compatibles con diferentes estándares de comunicación (I<sup>2</sup>C, SPI, USART, USB, CAN).

El esquemático de esta etapa consistirá básicamente en conexionar los pines del microcontrolador que vayan a ser utilizados con sus correspondientes homónimos del resto de las etapas. Además, se dotará al controlador de motor de una conexión específica para sensores de efecto Hall, por si el usuario deseara utilizar este tipo de sensores para la medición de posición del rotor; y existirán en la placa varios pines para que el usuario pueda medir directamente algunas señales internas del microcontrolador.

A continuación se muestra el esquema de conexiones a la que estará sometido esta etapa.



**Figura 5.13. Esquemático de la Etapa de Control.**



## 5.6. Etapa de Comunicación.

La etapa de comunicación se utilizará para hacer posible la comunicación entre la placa del controlador de motor y un dispositivo externo.

Aprovechando que el microcontrolador seleccionado soporta distintos estándares de comunicación, se va a dotar al controlador electrónico de motor de varias interfaces de comunicación.

La primera de ellas consistirá en un puerto USB conectado al USART1 del microcontrolador. Para hacer posible la comunicación se va a utilizar el circuito integrado CP2102, el cual actuará de puente entre el conector USB de la placa y el interface USART1 del microcontrolador, de tal forma que gestionará todas las transferencias de datos entre ambos, así como las instrucciones de control del USB y de la UART.

El CP2102, disponible en encapsulado del tipo QFN de 28 pines, puede operar con una alimentación de 4,2 V y rinde en un amplio rango de temperaturas que van desde -55 hasta 125 °C. En la misma hoja de catálogo el fabricante muestra un ejemplo de uso del chip para una aplicación típica, el cual será reproducido en la placa de este controlador electrónico. Para garantizar una correcta comunicación se le va a incorporar el circuito integrado USBLC6-2, el cual sirve para la protección ante las descargas electroestáticas, esto permitirá que los datos transferidos no sean alterados durante la comunicación.

La segunda salida de comunicación consistirá en un puerto serie (conector tipo DSub9) conectado al puerto USART3 del microcontrolador. Entre ambos se situará un transceptor RS-422/RS-485 MAX3077, que será alimentado a 3,3V y que ya cuenta con un sistema de protección ante descargas electroestáticas.

La última salida de comunicación consistirá en un puerto serie (conector tipo DSub9) conectado al puerto CAN del microcontrolador. Entre ambos se situará un transceptor CAN SN65HVD233, que también será alimentado a 3,3V y el cual permitirá conectar el microcontrolador con un bus de trabajo tipo CAN (Controller Area Network).

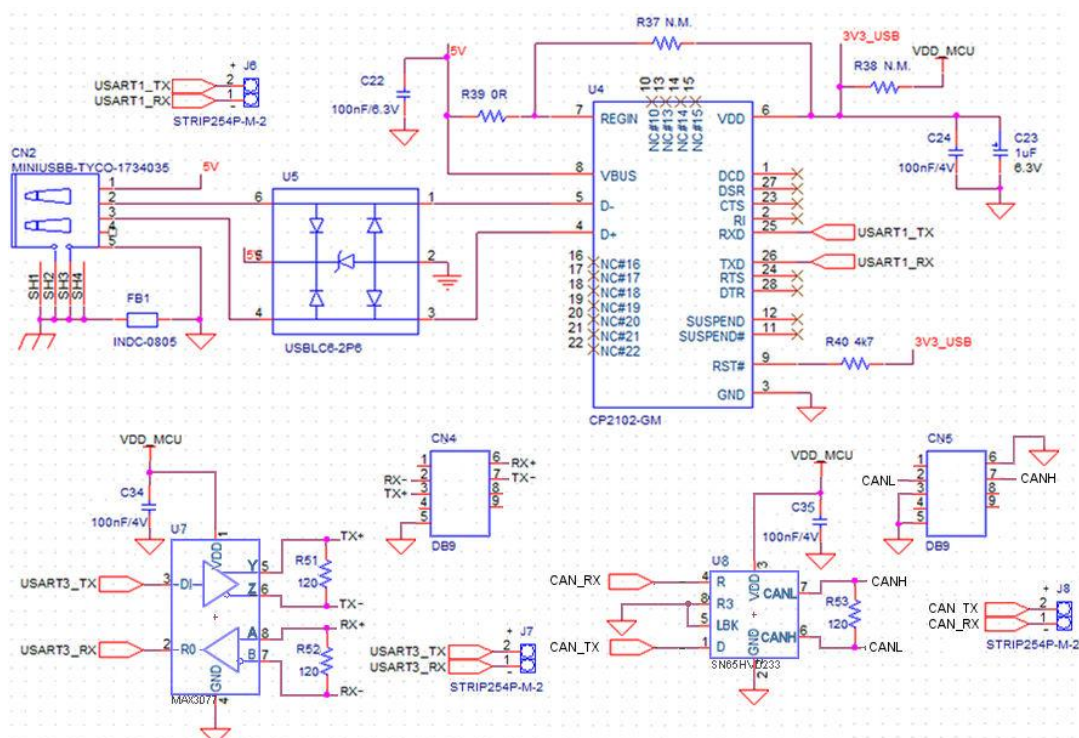


Figura 5.14. Esquemático de la Etapa de Comunicación.

## 5.7. Lista de materiales.

A continuación se muestra un resumen de los componentes que van a utilizarse para la placa del controlador electrónico. En total son 125 componentes y 56 artículos diferentes.

Artículo	Nº
Interruptor pulsador (6,3x4,5mm, THD)	2
Conector de 2 vías (paso 5,08mm, ajuste mediante tornillo)	1
Conector de 3 vías (paso 5,08mm, ajuste mediante tornillo)	1
Conector MiniUSB tipo B de 5 pines (hembra, SMD)	1
Conector vertical de 2 pines (THD paso 2,54mm)	4
Conector vertical de 3 pines (THD paso 2,54mm)	2
Conector vertical de 4 pines (THD paso 2,54mm)	1
Conector vertical de 20 pines (THD 2x10, paso 2,54mm)	1
Conector DSub9	2
Conector de prueba de PCB (THD, diámetro de agujero 1mm)	2
Controlador de motor trifásico sin escobillas L6230 (PowerSO36)	1
Microcontrolador STM32F103CB (LQFP48)	1
Amplificadores operacionales TSV914D (TSSOP14)	1
Chip Puente entre USB y UART CP2102 (QFN-28)	1
Chip transceptor RS-422/RS-485 MAX3077 (SOIC08)	1
Chip transceptor CAN SN65HVD233 (SOIC08)	1

Artículo	Nº
Chip de protección ante descargas electroestáticas USBLC6-2 (SOT-666)	1
Regulador de potencia ST1S14 (HSOP8)	1
Cristal de cuarzo de 8 MHz (XTAL-HC49U)	1
Diodo dual de conmutación ultra rápida (BAV99)	1
Rectificador SCHOTTKY STPS0560Z	1
Diodo LED verde (paso 2,54mm, luminosidad 40mcd)	1
Filtro eliminación EMC/RFI BLM21PG60 (SMD 0805, núcleo ferrita)	1
Inductor de potencia 8,2uH (Coilcraft EPL2014)	1
Condensador cerámico multicapa 10pF/50V (THD paso 2,54mm)	6
Condensador cerámico multicapa 22pF/50V (THD paso 2,54mm)	2
Condensador cerámico multicapa 1nF/50V (THD paso 5,08mm)	2
Condensador cerámico multicapa 4,7nF/50V (THD paso 2,54mm)	1
Condensador cerámico multicapa 10nF/100V (THD paso 2,54mm)	1
Condensador cerámico multicapa 100nF/50V (THD paso 5,08mm)	13
Condensador cerámico multicapa 100nF/100V (THD paso 2,54mm)	4
Condensador cerámico multicapa 220nF/50V (THD paso 5,08mm)	1
Condensador electrolítico de aluminio 1uF/16V (THD paso 2mm)	2
Condensador electrolítico de aluminio 10uF/50V (THD paso 2mm)	1
Condensador electrolítico de aluminio 47uF/6,3V, (THD paso 2mm)	1
Condensador electrolítico de aluminio 47uF/63V (THD paso 2,54mm)	1
Jumper soldado	6
Resistencia 00hm (1W, 5%, THD)	2
Resistencia 0,330hm (1W, 5%, THD)	3
Resistencia 1000hm (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 1200hm (0,125W, 1%, THD)	3
Resistencia 220Ohms (0,250W, 1%, THD)	1
Resistencia 3300hm (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 9100hm (0,125W, 1%, THD)	6
Resistencia 1K (0,125W, 1%, THD)	7
Resistencia 2,7K (0,125W, 1%, THD)	7
Resistencia 3,3K (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 4,7K (0,125W, 1%, THD)	12
Resistencia 8,2K (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 39K (0,125W, 1%, THD)	3
Resistencia 47K (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 100K (0,125W, 1%, THD)	1
Resistencia 470K (0,125W, 1%, THD)	2
Potenciómetro 10K (1 vuelta, THD)	1

**Tabla 5.2. Lista de Materiales.**





# Capítulo 6: Diseño de la Placa de Circuito Impreso del Controlador.



Después de haber seleccionado los componentes que van a utilizarse y una vez se han realizado los circuitos esquemáticos, se deben generar los ficheros necesarios para la fabricación de la placa de circuito impreso donde se construirá el controlador de motor electrónico, comúnmente llamada PCB (*Printed Circuit Board*). Para este proceso se ha decidido utilizar la herramienta de software de diseño asistido por ordenador *Eagle 7.2* de *CadSoft*.

El presente capítulo se dividirá por tanto en dos partes: el primer paso consistirá en crear las hojas de esquemáticos que contendrán los circuitos creados; y en la segunda parte se diseñará la distribución de las piezas en la placa de circuito impreso (*Layout*). Una de las características del software seleccionado es que ambas partes se pueden realizar paralelamente, ya que cualquier modificación sobre los componentes y/o sus conexiones en las hojas de esquemáticos se ve reflejada inmediatamente en el diseño de la PCB.

## 6.1. Diseño de las hojas de esquemáticos.

Este punto consiste en plasmar los circuitos, diseñados en el capítulo anterior, en tantas páginas de esquemáticos como sean necesarias.

Antes de comenzar con este proceso conviene invertir un tiempo seleccionando los símbolos de las piezas que vayan a ser utilizados de entre las numerosas librerías existentes; y si se da el caso de no encontrar ningún símbolo que se adecue a las características del objeto se deberá crear una librería específica para este proyecto con los símbolos de las piezas diseñados por el usuario.

Durante el proceso anterior conviene añadir a la librería creada los encapsulados correspondientes a tales símbolos y asociarlos entre sí, ya que será necesario a la hora de diseñar la placa de circuito impreso. Para el diseño de los encapsulados será imprescindible consultar las dimensiones reales de las piezas en las hojas de datos de los fabricantes, después se procederá a su creación a partir de las siguientes opciones:

1. Modificando un encapsulado existente, recomendado en los casos en los que exista cierto parecido entre el encapsulado seleccionado y el deseado.
  2. Creando un encapsulado completamente nuevo.
  3. Utilizando un Programa de Lenguaje Usuario compatible con el software utilizado.
- Estos programas permiten crear sencillos encapsulados a partir de los datos

introducidos por el usuario, si la complejidad es media-alta esta opción no es recomendable.

Cuando se tengan preparados todos los símbolos y encapsulados y estén disponibles para ser utilizados, se colocarán en las páginas de esquemáticos, se dibujaran las conexiones entre los distintos símbolos tal y como fue diseñado, y por último se modificarán algunas de sus propiedades (nombres, valores, nombres de nodos, etc.).

Para el diseño objeto de este proyecto se van a crear tres páginas de esquemáticos de tamaño A-4, los cuales se pueden ver a continuación.

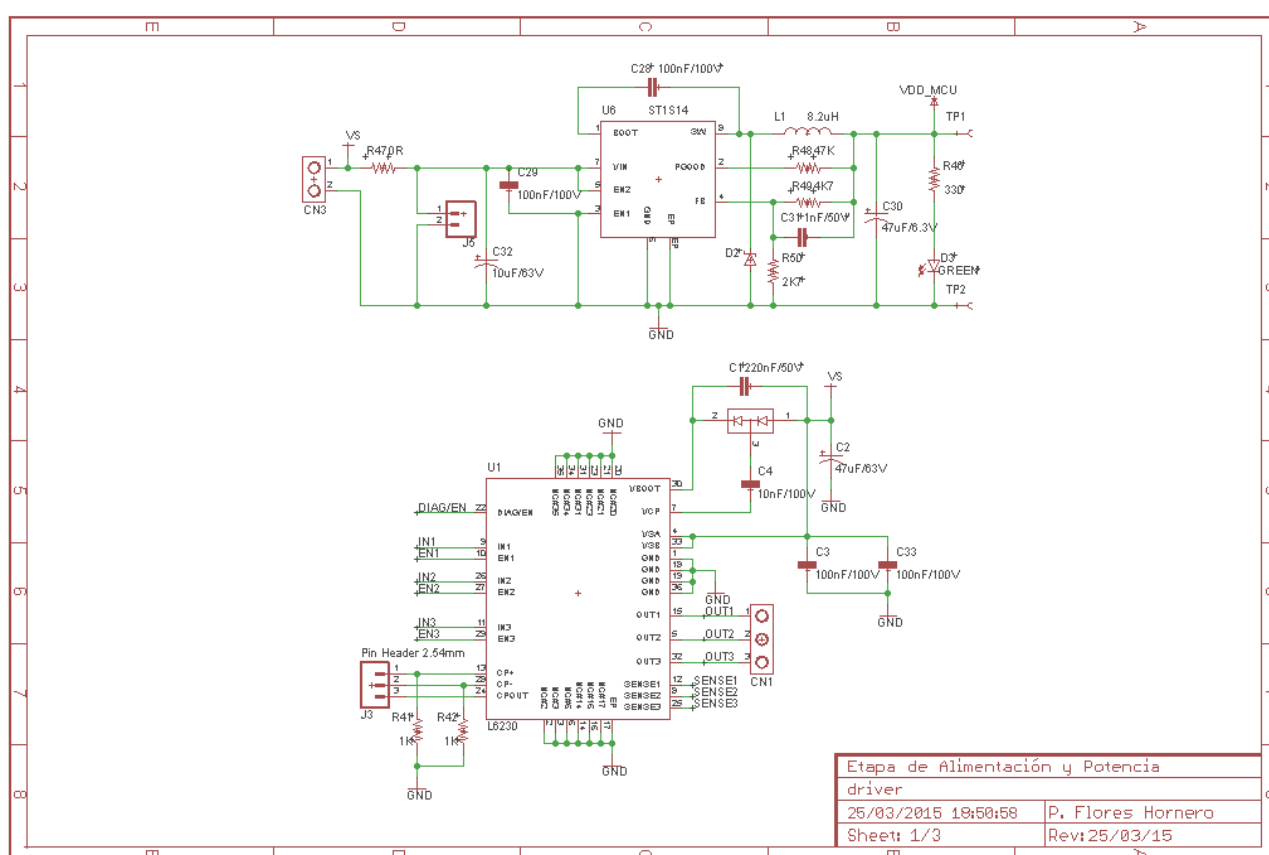


Figura 6.1. Página de Esquemáticos 1.

La Página de Esquemáticos 1 contiene dos etapas:

- Etapa de alimentación, parte superior de la página.
- Etapa de Potencia, parte inferior.

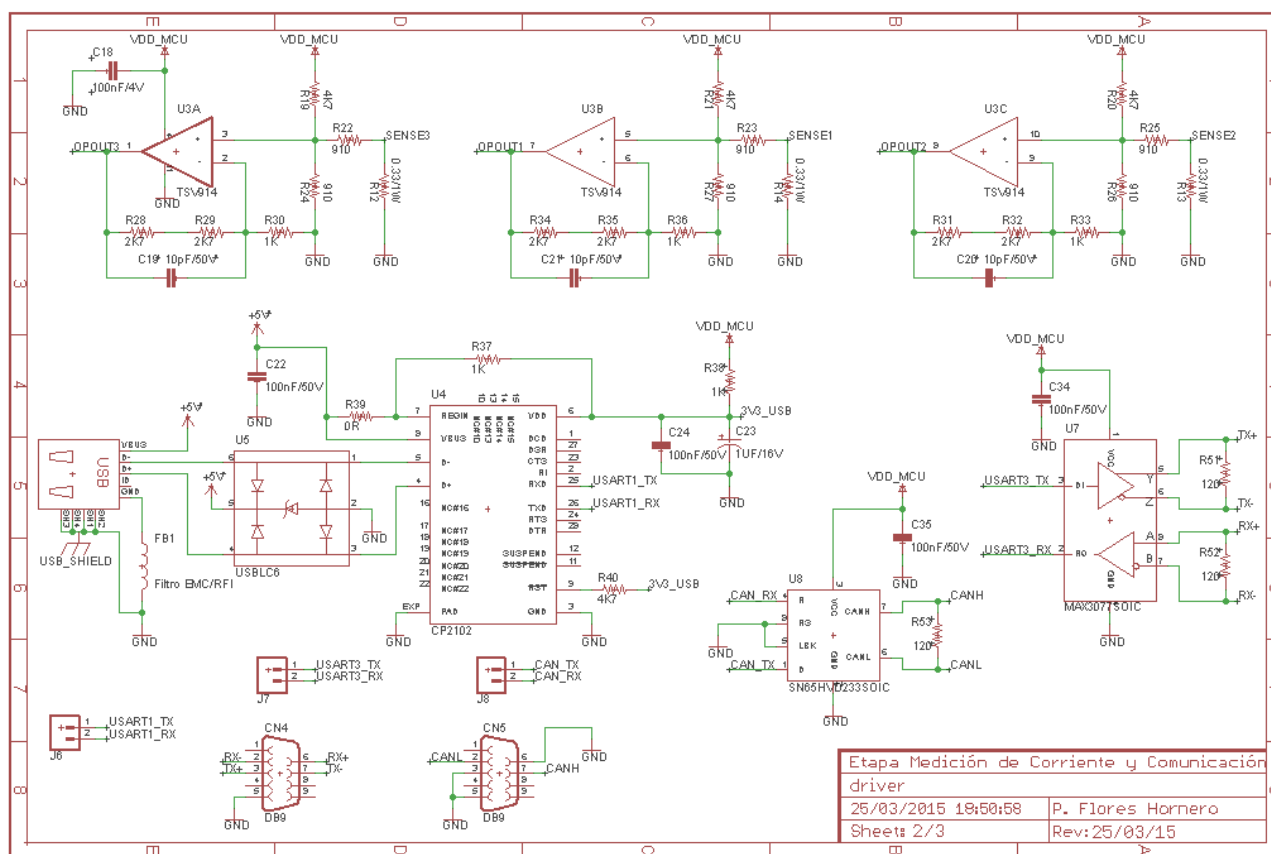


Figura 6.2. Página de Esquemáticos 2.

En la Página de Esquemáticos 2 se encuentran:

- Etapa de Medición de Corriente Eléctrica, con sus tres amplificadores de transimpedancia.
- Etapa de Comunicación, parte inferior.



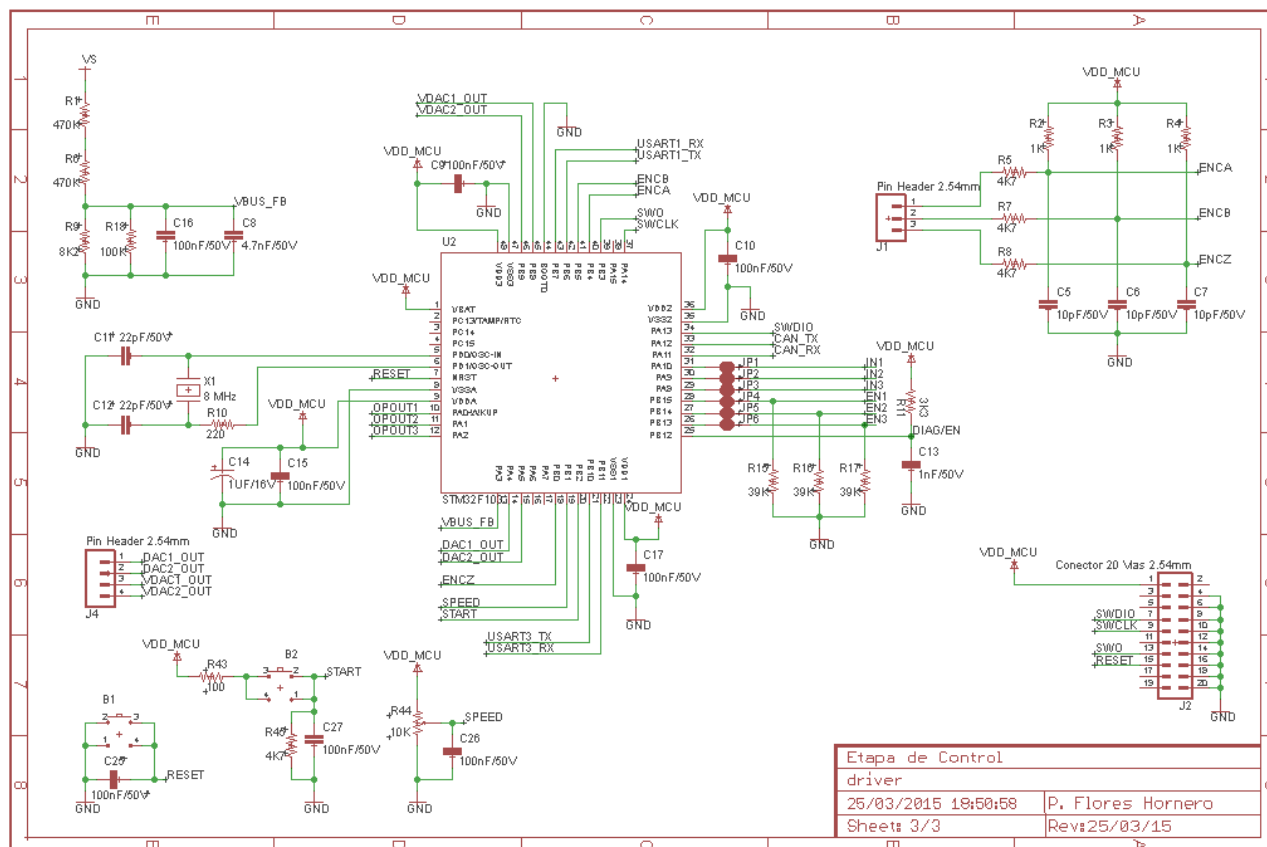


Figura 6.3. Página de Esquemáticos 3.

En la Página de Esquemáticos 3 aparece:

- Etapa de Control, parte central.
- Etapa de Medición de Tensión, parte superior izquierda
- Interfaz Física, botones de "START" y "RESET", y potenciómetro de "SPEED" (inferior izquierda).

**Nota:** Antes de iniciar el siguiente paso se debe revisar y comprobar que las conexiones están bien y que no se ha cometido ningún error.

## 6.2. Diseño de la Placa de Circuito Impreso (PCB).

Después de realizar los pasos descritos en el apartado anterior, es momento de situar los distintos objetos que componen el controlador de motor electrónico sobre la placa de circuito impreso, y a continuación trazar sus conexiones.

El diseño de la placa es una tarea dura y compleja. La dificultad reside en la búsqueda de un diseño de tamaño compacto, que no encarezca los costes de fabricación, y que a su vez no dificulte el montaje de las piezas por la proximidad de los componentes electrónicos entre sí, o comprometa la fiabilidad de la aplicación por la imposibilidad de disipar el calor producido. Al mismo tiempo se debe procurar que el trazado de las conexiones sea lo más sencillo posible, sin embargo se debe intentar que el número de capas de la placa sea el menor posible, pues a mayor número de capas mayores serán los costes de producción.

Al crear el archivo de placa correspondiente a los esquemáticos, los encapsulados de las piezas y las conexiones entre ellos aparecen automáticamente en el diseño. Inmediatamente después, en la ventana habilitada para tal propósito, se definirán las reglas de diseño (que dependerán en gran medida de la tecnología que disponga el fabricante) y las propiedades de la placa según sean sus características. Después, se dibujarán el borde exterior de la placa, que en este caso estará representado por un cuadrado de 10 centímetros de lado.

En el interior de los límites exteriores de la placa se irán situando cada pieza de una en una según el usuario crea conveniente. Gracias a que la mayoría de componentes electrónicos seleccionados son de taladro pasante (Through Hole Device, THD), se ha decidido intentar realizar un diseño a dos capas, *Layers*, a pesar del complejo entramado de conexiones. De haberse seleccionado componentes de montaje superficial (SMD) hubiera sido necesario aumentar el número de capas a cuatro, lo que se traduciría en un aumento de los costes de fabricación.

Una vez colocadas las piezas sobre la placa se deberán trazar las conexiones entre todas las piezas, comenzando por las conexiones más sencillas como son las conexiones con la Masa (Tierra) y con la Alimentación, posteriormente se completará el resto de conexiones entre los distintos componentes. A la hora de trazar las conexiones es importante definir la anchura adecuada de las pistas, pues cuanto mayor sea la intensidad de corriente a soportar mayor deberá ser la anchura de la pista.

Antes de finalizar se comprobará que no se ha violado ninguna de las reglas de diseño, si no fuera así, se debería modificar el diseño de la placa para ajustarse a estas reglas. En las siguientes páginas se puede ver el diseño de placa realizado.

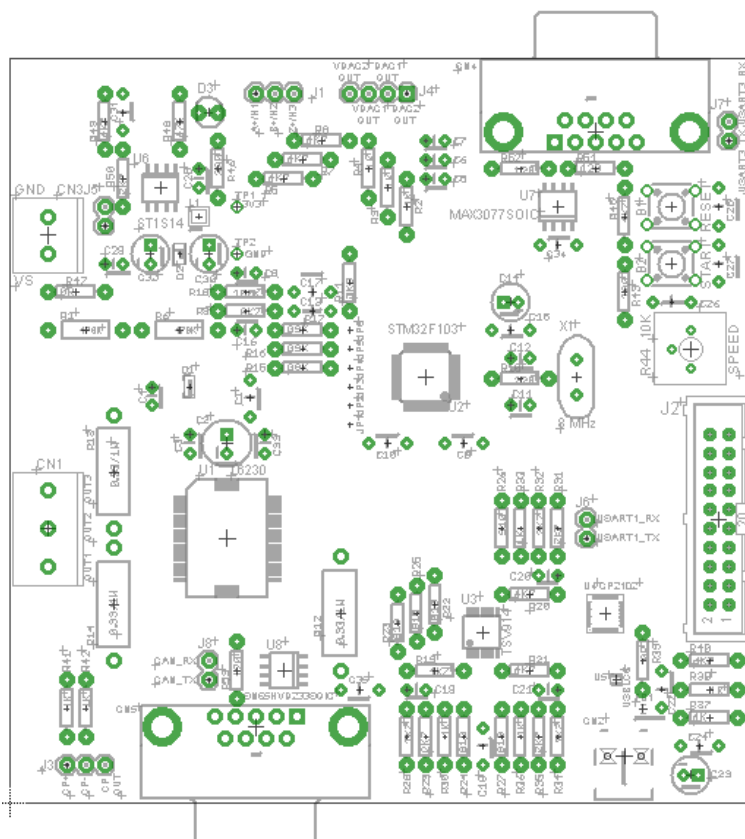


Figura 6.4. Vista de las piezas.

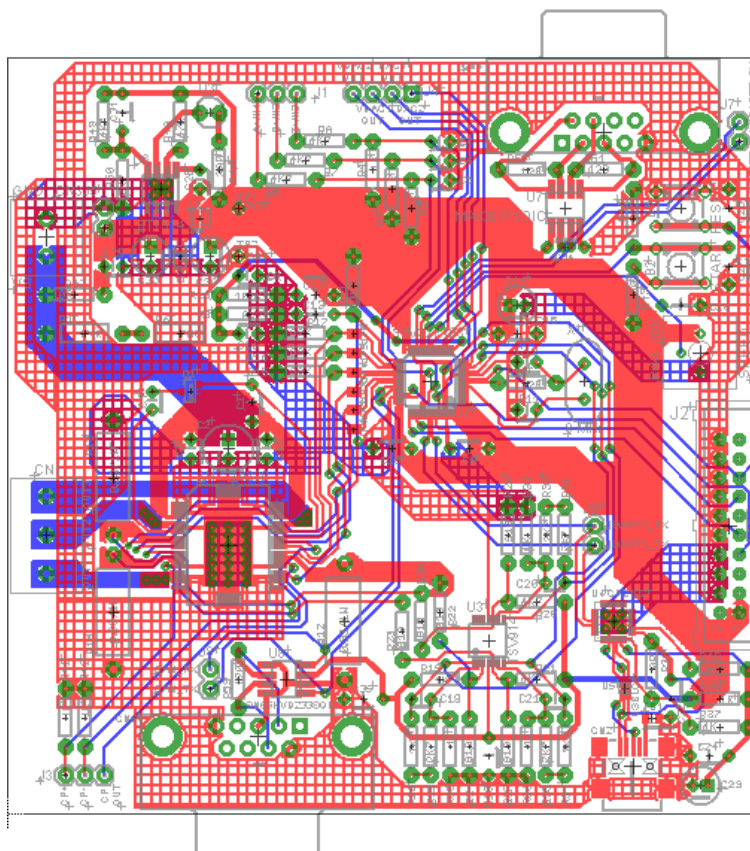


Figura 6.5. Vista general de la PCB.

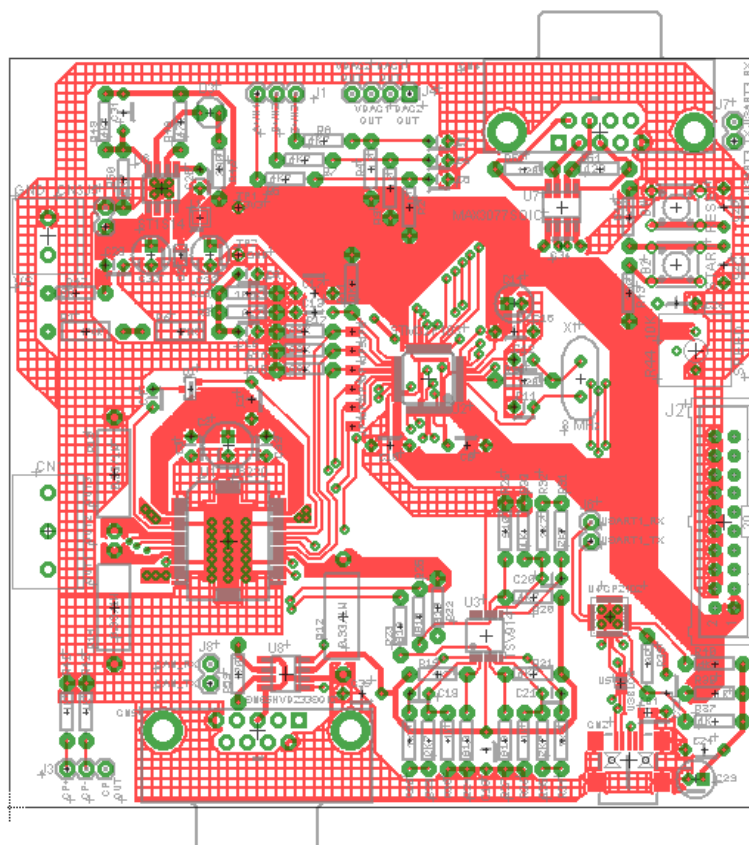


Figura 6.6. Vista de la Capa Superior (Top Layer)

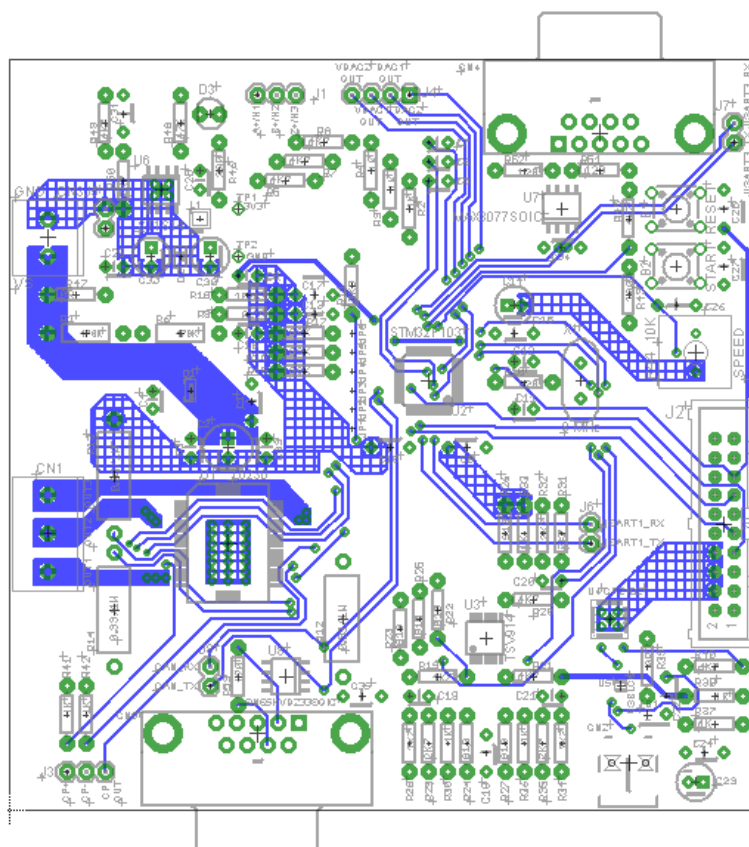
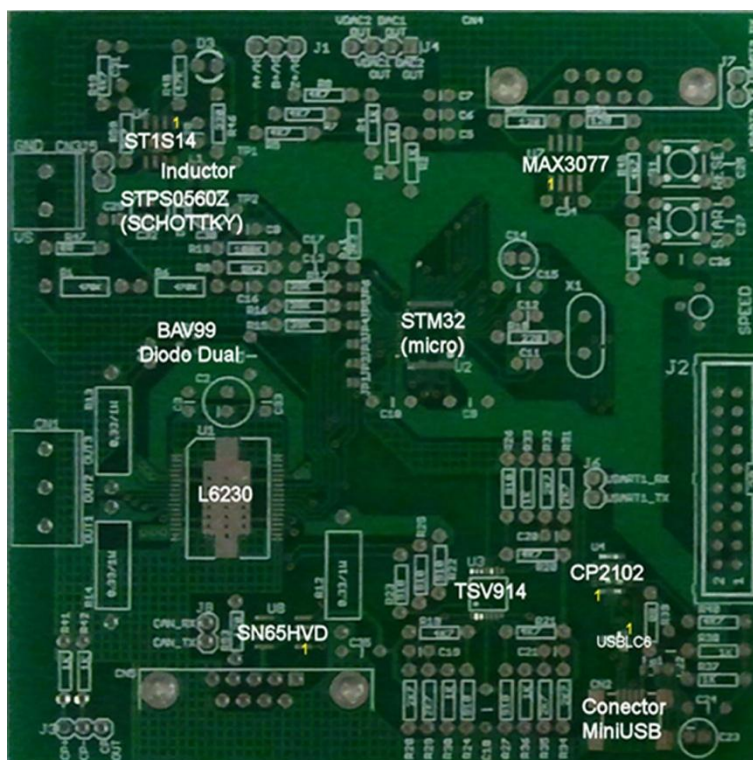


Figura 6.7. Vista de la Capa Inferior (Bottom Layer).

Después de finalizar el diseño de la placa del controlador se puede proceder a generar los archivos necesarios para la fabricación. El formato de estos archivos es un formato específico usado por las compañías de fabricación de *PCB's*, y contienen la información necesaria para que las máquinas automatizadas puedan construir la placa.

Una vez creados los archivos “Gerber”, se puede comenzar a pedir presupuestos a distintas empresas. Se seleccionará aquella que ofrezca una buena calidad de fabricación y unos costes razonables según las características de la placa de circuito impreso que se desean.

A continuación se adjunta una imagen de la PCB tal y como se recibió después de la fabricación. Sobre esta placa se soldarán los componentes electrónicos del controlador electrónico de motor sin escobillas.







# Capítulo 7: Configuración de la Placa de Circuito Impreso.

La configuración de la placa de circuito impreso del controlador es una fase extremadamente compleja, la cual requeriría muchas horas de trabajo de un equipo de programadores. Para agilizar esta difícil tarea se ha decidido utilizar el software que proporciona la empresa STMicroelectronics, el cual permite configurar productos de similares características en un plazo de tiempo bastante inferior.

Esta empresa ha creado una herramienta informática con la que se puede generar automáticamente el código fuente necesario para hacer funcionar un controlador de motor electrónico, permitiendo reducir el tiempo y el esfuerzo empleado por el desarrollador en el diseño del firmware.

El desarrollador, guiado a través de una secuencia de interfaces gráficas, configura una serie de parámetros de acuerdo a las características de su aplicación. Una vez finalizado el proceso de configuración, el programa es capaz de generar los ficheros de cabecera con los parámetros adecuados en función de los datos introducidos, lo cual evita al usuario el tener que crear el código línea por línea, reduciéndose así los posibles errores que pudiera cometer durante la programación y el tiempo empleado en esta tarea.

Posteriormente, los archivos creados deberán ser incorporados a un proyecto base de controlador, que además contendrá otros ficheros con código fuente imprescindibles para la ejecución del control del motor. El usuario deberá construir su proyecto a través de su entorno de desarrollo de software, para después descargarlo en la memoria flash del microcontrolador de la placa, dónde será ejecutado.

### **7.1. Configuración de parámetros en ST MC Workbench.**

La herramienta informática ST Motor Control Workbench puede ser descargada libremente en la página web de STMicroelectronics. Dicha herramienta está especialmente diseñada para dar soporte durante la configuración de los controladores electrónicos de motor.

Su funcionamiento es realmente sencillo e intuitivo, basta con crear un nuevo proyecto (o abrir uno existente para modificarlo) e ir configurando los distintos parámetros según las características de la aplicación que se desea crear. Los parámetros configurables pueden encontrarse agrupados por categorías en interfaces gráficas, las cuatro categorías son las siguientes:



- Interfaz para definir los Parámetros del Motor y de los Sensores (si existieran).
- Interfaz para definir los Parámetros de la Etapa de Potencia.
- Interfaz para definir los Parámetros relacionados con la Gestión del Controlador de Motor.
- Interfaz para definir los Parámetros de la Etapa de Control.

La complejidad de la aplicación que se va a desarrollar en este proyecto tiene un grado de moderado, esto permitirá reducir considerablemente el número de parámetros a configurar.

El motor que se va a utilizar para testear el funcionamiento del controlador es un motor Maxon EC 45 Flat de 50W. Se ha decidido utilizar un motor como este por que incorpora en su interior tres sensores de efecto Hall.

#### **Parámetros del Motor y de los Sensores.**

##### **Motor:**

Estructura del motor: Imanes permanentes en la superficie del rotor.  
Nº de pares de polos: 8.  
Velocidad nominal máxima: 10000 rpm.  
Corriente nominal: 2,32 A.  
Tensión nominal de corriente continua: 24V  
Resistencia de los devanados del motor (por fase): 0,515  $\Omega$ .  
Inductancia de los devanados del motor (por fase): 0,286 mH.  
Corriente de desmagnetización: 2,3 A (Auto)  
Valor de la constante FCEM: 1,6 V/Krpm.

##### **Sensores:**

Sensores de Efecto Hall: Habilitado.  
Desplazamiento entre sensores: 120°.  
Posición del sensor Hall 1: 300°.  
Encoder: Deshabilitado.  
Pulsos por revolución:

#### **Parámetros de la Etapa de Potencia.**

##### **Transistores de potencia:**

Tiempo mínimo de respuesta entre conmutaciones: 700 ns.  
Máxima frecuencia de conmutación: 50 KHz.

##### **Polaridad de las señales de control:**

Señal de control de los transistores superiores: Nivel Alto.  
Señal de control de los transistores inferiores: Complementaria (1000 ns).

Limitador de corriente por exclusión (ICL Shut Out): No.

Corrector del factor de potencia (PFC): No.

Freno disipativo: No.

Medición de temperatura: No.

Medición de tensión de línea: Si

Factor de reducción del divisor de tensión: 1/125.

Medición de corriente: Si.

Topología de medición de corriente: Tres resistencias de derivación.

Valor de la resistencia de derivación: 0,33 Ohm.

Ganancia de la etapa de amplificación: 2,92.

Tiempo de subida tras conmutación de un interruptor: 2500 ns.

Duración del ruido causado por la conmutación de un interruptor: 2500 ns.

Protección a las sobrecorrientes: Si.

Umbral de detección de sobrecorrientes: 0,5 V.

Sensibilidad del amplificador de transimpedancia: 0,33 V/A.

Umbral de sobrecorriente esperado: 1,5152 A.

Polaridad de la señal que indica que se produce una sobrecorriente: Nivel bajo.

### **Parámetros relacionados con la Gestión del Controlador de Motor.**

Gestión de la medición de Velocidad/Posición:

Método de medición principal: Hall sensors.

Método de medición alternativo: Ninguno.

Nº máximo de errores antes de fallo: 3.

Nº de datos previos utilizados para promediar la velocidad : 6.

Tiempo de captura de la medición de velocidad: 1,3 microsegundos.

Ajustes de Control:

Lectura de corriente y generación PWM:

Frecuencia PWM: 16000Hz.

High sides PWM idle state: Apagado.

Ajustes por defecto:

Modo de Control: Control de velocidad.

Velocidad objetivo: 1500 rpm.

Regulador de velocidad.

Tiempo de ejecución: 2 ms.

P numerador: 1600.

P denominador: 16.

I numerador: 1110.

I denominador: 256.

Reguladores de par y flujo magnético.

Tiempo de ejecución: 1 ciclo PWM.

Ancho de banda de los reguladores: 6000 rad/s.

Habilitación de mediciones y de protecciones de firmware:

Medición de tensión de bus: Habilitada.

Protección a la sobretensión: Habilitada.

Umbral de actuación de la protección: Tensión máxima nominal (48 V).

Tipo de actuación: Deshabilitar la generación PWM.

Protección al defecto de tensión: Habilitada.

Umbral de actuación de la protección: Tensión mínima nominal (8 V).

Parámetros de arranque:

No configurables para los sensores Hall.



Características adicionales y ajustes del Factor Corrector de Potencia.

Método adicional de control: Debilitamiento de flujo.

P numerador: 3000.

P denominador: 32768.

I numerador: 5000.

I denominador: 32768.

Límite de tensión: 98,5%.

Elementos adicionales de interfaz en la PCB:

Pantalla LCD y Joystick: Deshabilitado.

Botón Start/Stop: Deshabilitado

Comunicación Serie: Habilitada (Bidireccional).

**Parámetros de la Etapa de Control.**

Frecuencia de Reloj y Microcontrolador:

Familia de Microcontrolador: STM32F103 densidad media.

Fuente de reloj: 8 MHz (Oscilador externo).

Frecuencia de CPU: 72 MHz.

Tensión de alimentación nominal del microcontrolador: 3,3 V.

Entradas analógicas:

Realimentación de corrientes de fase.

Topología de protección a las sobrecorrientes: Externa.

Ajustes de medición.

Tiempo de muestreo: 1,5 ADC clock (125 ns).

Modulación máxima: 95%.

Selección de periférico: ADC1/ADC2.

Selección de pines.

Pin de lectura de corriente de la fase A: ADC12\_IN0 (A0).

Pin de lectura de corriente de la fase B: ADC12\_IN1 (A1).

Pin de lectura de corriente de la fase C: ADC12\_IN2 (A2).

Realimentación de tensión de bus.

Ajustes de medición.

Tiempo de muestreo: 28,5 ADC clock.

Selección de periférico: ADC1.

Selección de pines.

Pin de lectura de tensión de bus de alimentación: ADC12\_IN3 (A3).

Funcionalidad DAC:

Canal 1: No seleccionado.

Canal 2: No seleccionado.

Entradas y salidas digitales:

Señales de control del inversor trifásico.

Temporizador: Timer 1.

Remapeado: No.

Selección de pines.

Pin de la señal de control de la rama 1: A8.

Pin de la señal de control de la rama 2: A9.

Pin de la señal de control de la rama 3: A10.

Pin de la señal de habilitación del inversor: B12.

Señales de comunicación serie.

Canal: USART1.

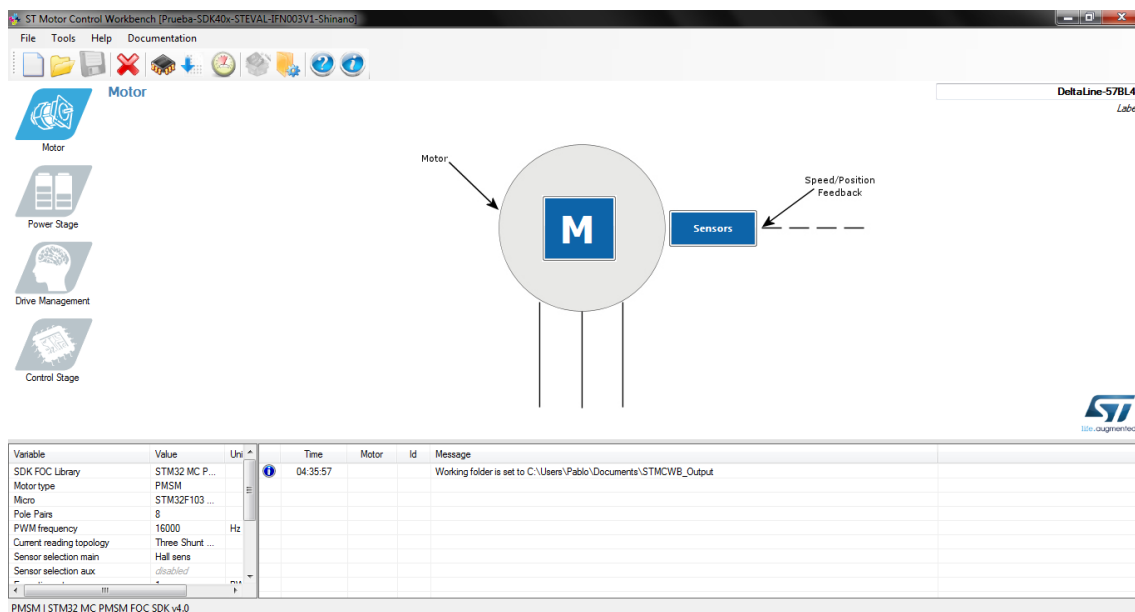
Tasa de baudios: 115200.

Remapeado: Si.

Selección de pines.

Pin de la señal de transmisión: B6.

Pin de la señal de recepción: B7.



**Figura 7.1. Vista del Software ST Motor Control Workbench (Configuración).**

Después de haber configurado todos los parámetros de acuerdo a los valores anteriores se ha procedido a generar los archivos de cabecera del proyecto. Se han obtenido cinco archivos, que son los siguientes:

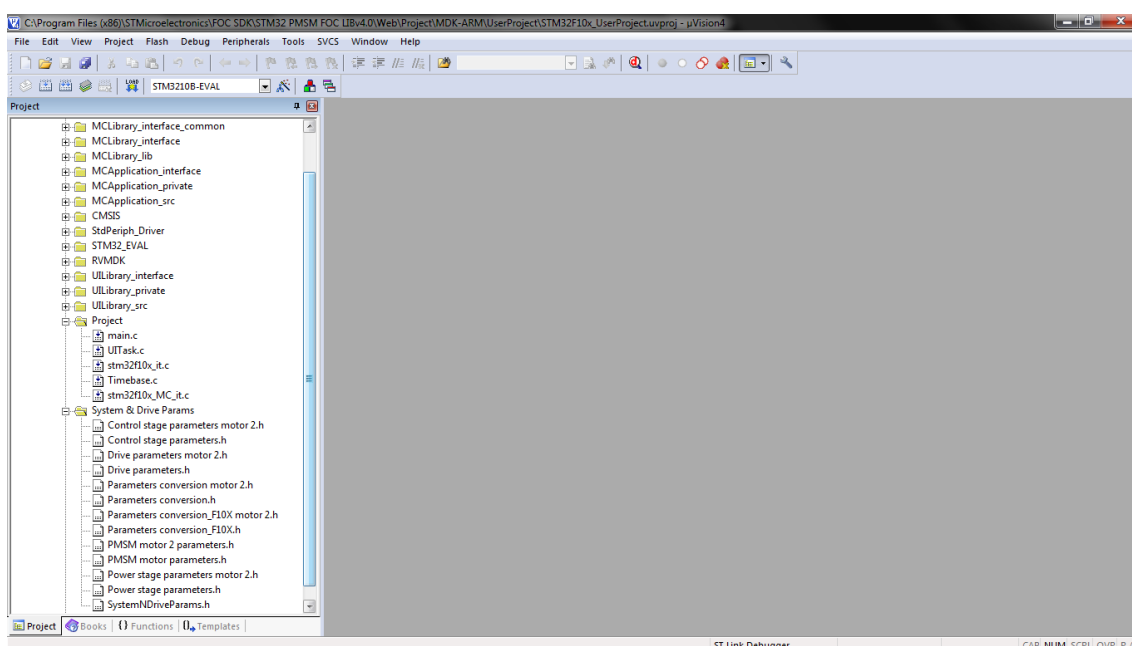
- Control stage parameters.h
- Drive parameters.h
- PMSM motor parameters.h
- Power stage parameters.h
- stm32f10X\_MC\_it.c

## 7.2. Construcción del proyecto.

Los archivos creados en el apartado anterior no tienen ninguna utilidad por si solos, deben ser agregados a un proyecto de controlador, el cual contenga la rutina principal, las subrutinas y las librerías específicas que ejecutará el microcontrolador.

La empresa que desarrolla el programa anterior (ST MC Workbench) también distribuye librerías con el firmware necesario para aplicar el Control Vectorial a los motores síncronos de imanes permanentes (STM32 PMSM FOC SDK). Estas librerías son compatibles con los archivos creados por el software, lo cual permitirá reducir considerablemente el tiempo de puesta en marcha de esta aplicación.

Para desarrollar esta aplicación se utilizará el programa  $\mu$ Vision 4 de Keil, en el que se creará un proyecto y se incorporarán todas las librerías compatibles con el modelo de microcontrolador empleado, y por último se añadirán los cinco archivos creados anteriormente a su correspondiente carpeta.



**Figura 7.2. Vista del proyecto en  $\mu$ Vision 4.**

El último paso consistirá en generar nuestro proyecto, comprobar que no existen errores de compilación y descargarlo en la memoria flash del microcontrolador. Si en este proceso no se produce ningún error el controlador de motor estará listo para utilizarse.



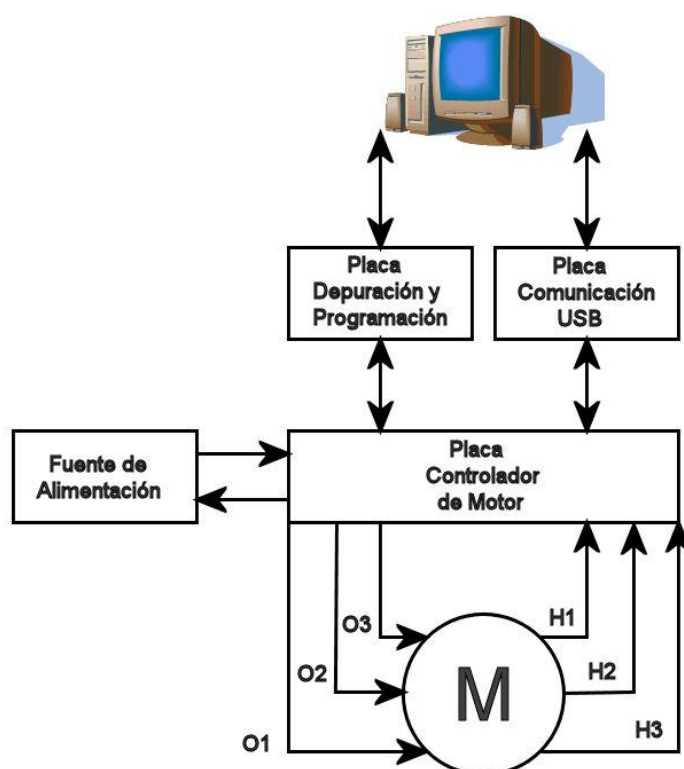


# Capítulo 8: Resultados Experimentales y Conclusiones.

## 8.1. Puesta en marcha.

Tras la construcción de la placa, soldar los componentes electrónicos y preparar todo el cableado necesario para conectar un PC, el motor y los sensores Hall con la placa, se pudo probar el funcionamiento del driver electrónico.

Antes de realizar el encendido de la placa se hizo una revisión visual para comprobar que tanto el estado de la placa y de los componentes electrónicos como los cableados estuviesen en perfectas condiciones.



**Figura 8.1. Esquema de Montaje (driver, motor, comunicación USB, y placa de programación y depuración)**

Una vez encendida la placa por primera vez se verificó que no se estaba produciendo ningún error fatal: la etapa de alimentación proporcionaba los valores de tensión fijados (24 y 3,3 V), el valor de intensidad de corriente proporcionada por la fuente de alimentación externa era reducido en "stand-by", el PC detectaba la presencia del microcontrolador a través del puerto de depuración, los sensores Hall proporcionaban información, etc.

Tras la prueba inicial se procedió a cargar el proyecto creado en la memoria flash del microcontrolador, para ello se utilizó el software visto anteriormente: Keil uVision4. Se inició



por primera vez la ejecución del programa principal a través del programa ST Motor Control Workbench, lamentablemente el motor no respondió. Tras la pertinente revisión se diagnosticó que el no funcionamiento del driver podría estar provocado por las entradas de los sensores Hall (EncA, EncB y EncZ) y por las salidas de habilitación de la etapa potencia (EN1, EN2 y EN3), todas ellas en la Etapa de Control. Con un multímetro se comprobó que los valores de tensión de todas ellas no eran los adecuados, se decidió entonces prescindir de las resistencias de "Pull-up" y "Pull-down" (R2, R3, R4, R15, R16 y R17).

En siguientes pruebas se observó como el controlador electrónico si respondía, pero dejaba de funcionar rápidamente porque se activaba la protección a las sobreintensidades de corriente. Según lo comentado al inicio del capítulo 3, el arranque de un motor eléctrico es una fase crítica en la que produce un consumo de intensidad mayor. Se decidió entonces reducir la velocidad del motor y utilizar otros valores en el regulador PID, en concreto se decidió disminuir la ganancia proporcional (P) e integradora (I).

Con el programa utilizado para la configuración del controlador se puede modificar el valor de las ganancias de una manera rápida en sencilla. En la siguiente página se puede ver el menú utilizado durante la fase de pruebas.

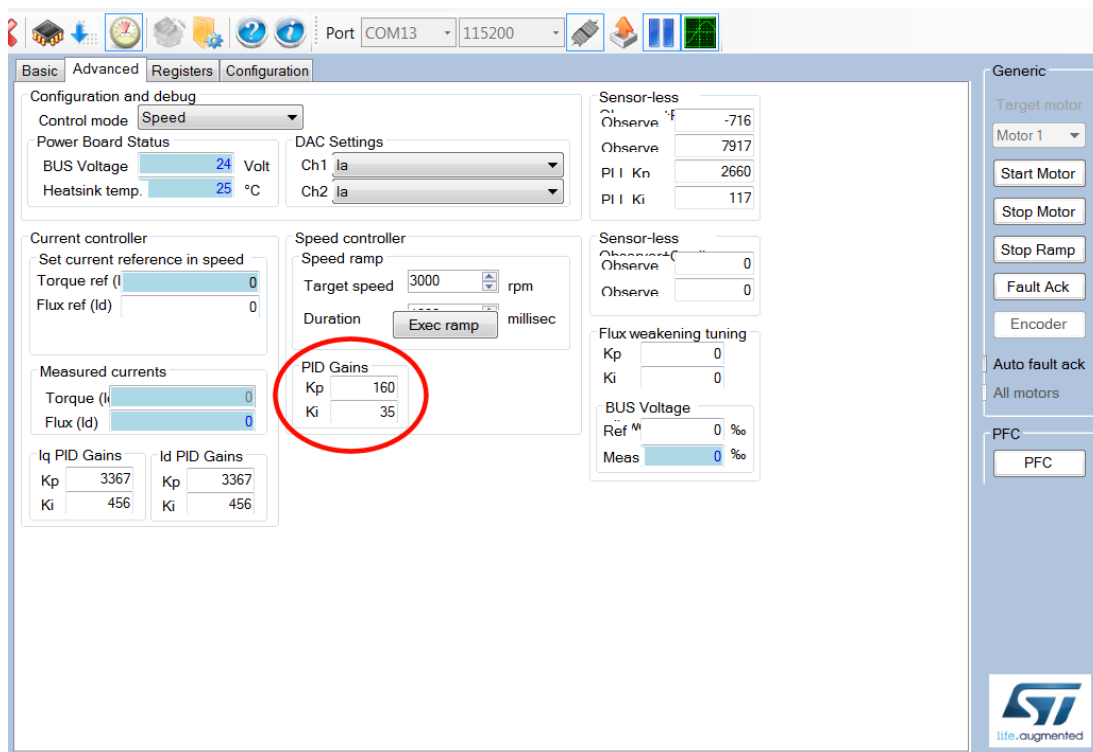


Figura 8.2. Panel de Monitorización STMCWB (Ajustes avanzados).

Se podrían definir los valores de las ganancias aleatoriamente hasta conseguir el resultado deseado, sin embargo, es preferible estudiar el sistema ante el que nos encontramos. En el caso de este controlador se tiene un sistema de realimentación como el siguiente.

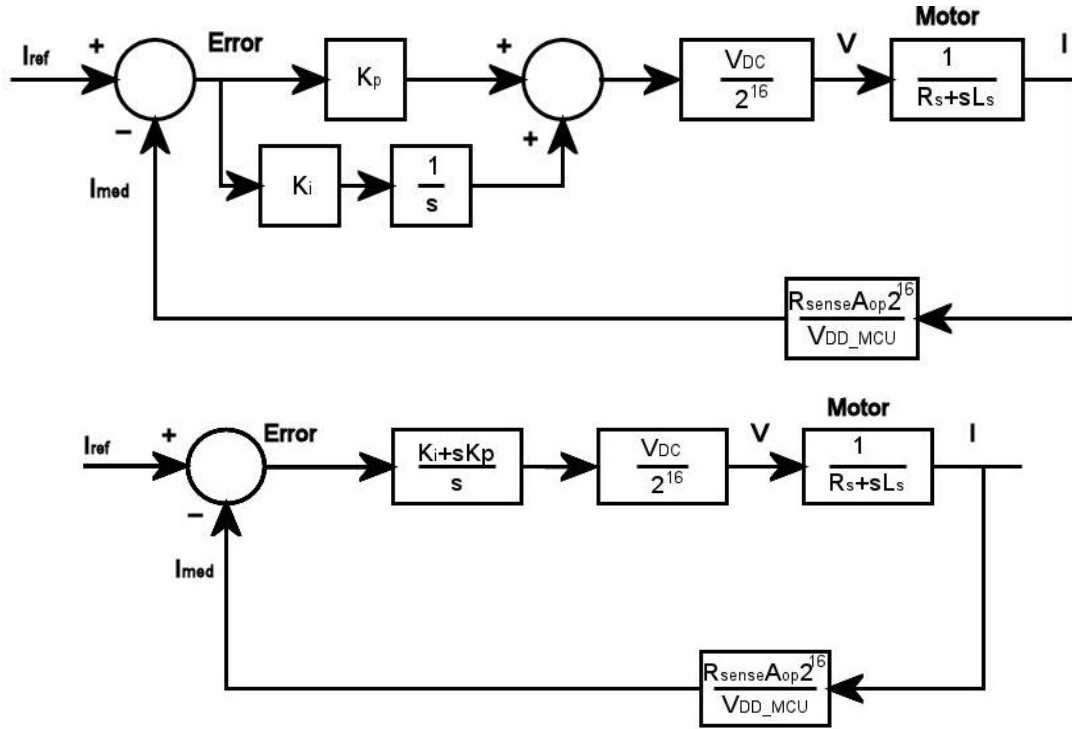


Figura 8.3. Sistema de realimentación en lazo cerrado.

A partir de la función de transferencia se puede conocer cómo influyen la ganancia proporcional,  $K_p$ , y la ganancia integral,  $K_i$ , en el sistema.

$$FDT = \frac{\frac{V_S}{2^{16}} \frac{K_i + sK_p}{s(R_s + sL_s)}}{1 + \frac{V_S}{2^{16}} \frac{R_{sense} A_{op} 2^{16}}{V_{DD\_MCU}} \frac{K_i + sK_p}{s(R_s + sL_s)}} = \frac{\frac{V_S V_{DD\_MCU}}{2^{16}} (K_i + sK_p)}{V_{DD\_MCU} s(R_s + sL_s) + V_S R_{sense} A_{op} (K_i + sK_p)}$$

$$FDT = \frac{\frac{V_S V_{DD\_MCU}}{2^{16}} (K_i + sK_p)}{V_S R_{sense} A_{op} K_i + s(V_{DD\_MCU} R_s + V_S R_{sense} A_{op} K_p) + s^2 V_{DD\_MCU} L_s}$$

$$FDT = \frac{V_S}{2^{16}} \frac{K_p}{L_s} \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{\left[ \frac{V_S R_{sense} A_{op} K_i}{V_{DD\_MCU} L_s} + s \left( \frac{R_s}{L_s} + \frac{V_S R_{sense} A_{op} K_p}{V_{DD\_MCU} L_s} \right) + s^2 \right]}$$

Llegado a este punto, cabe destacar un caso especial en el que se puede llegar a producir una cancelación polo cero. La función de transferencia se simplificaría y sería similar a la de un sistema de 1º orden.

$$Si \frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_s} \Rightarrow \frac{K_i}{L_s} = \frac{K_p R_s}{L_s L_s}$$

$$FDT = \frac{V_s K_p}{2^{16} L_s} \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{\left[ \frac{V_s R_{sense} A_{op} K_p R_s}{V_{DD\_MCU} L_s L_s} + s \left( \frac{R_s}{L_s} + \frac{V_s R_{sense} A_{op} K_p}{V_{DD\_MCU} L_s} \right) + s^2 \right]}$$

$$FDT = \frac{V_s K_p}{2^{16} L_s} \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{\left( \frac{R_s}{L_s} + s \right) \left( \frac{V_s R_{sense} A_{op} K_p}{V_{DD\_MCU} L_s} + s \right)} = \frac{V_s K_p}{2^{16} L_s} \frac{1}{\frac{V_s R_{sense} A_{op} K_p}{V_{DD\_MCU} L_s} + s}$$

Luego, modificando los valores de  $K_p$  y  $K_i$  estaríamos alterando la respuesta del sistema ante una entrada escalón. Si se reducen estas dos constantes se ralentiza la respuesta del sistema, por lo que se reduce la intensidad de corriente necesaria durante el arranque del motor.

Tras nuevos ensayos, se consiguió superar satisfactoriamente la fase de arranque del motor. En la Figura 8.3. se puede visualizar una captura de imagen del Panel de Monitorización durante el funcionamiento del driver. En dicho panel existen tres zonas importantes, a la izquierda se indica el estado del controlador de motor e identifica el tipo de error que ha provocado el fallo, en el centro se muestra visualmente las magnitudes más importantes del controlador y se puede seleccionar la velocidad de referencia, y a la derecha se tiene una botonera para dar instrucciones sencillas al controlador.

En el instante al cual se corresponde la imagen se pueden apreciar los siguientes datos:

- Tensión de bus: 24V (tensión fijada en la fuente de alimentación externa).
- Potencia consumida: 2,5W.
- Velocidad medida: 1348 rpm.
- Velocidad deseada: 1300 rpm.

**NOTA:** Los datos de temperatura no tienen ninguna validez, el controlador de motor diseñado carece de una etapa de medición de temperatura.

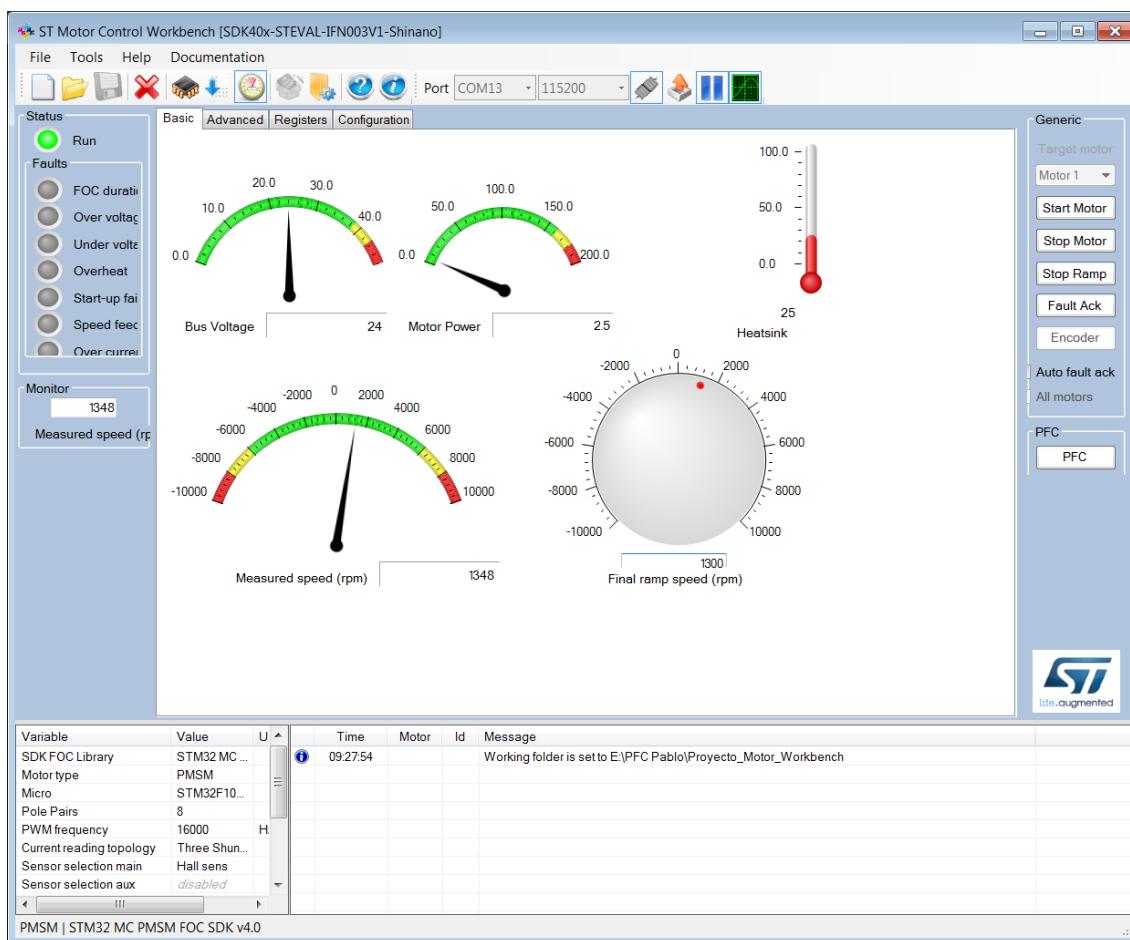
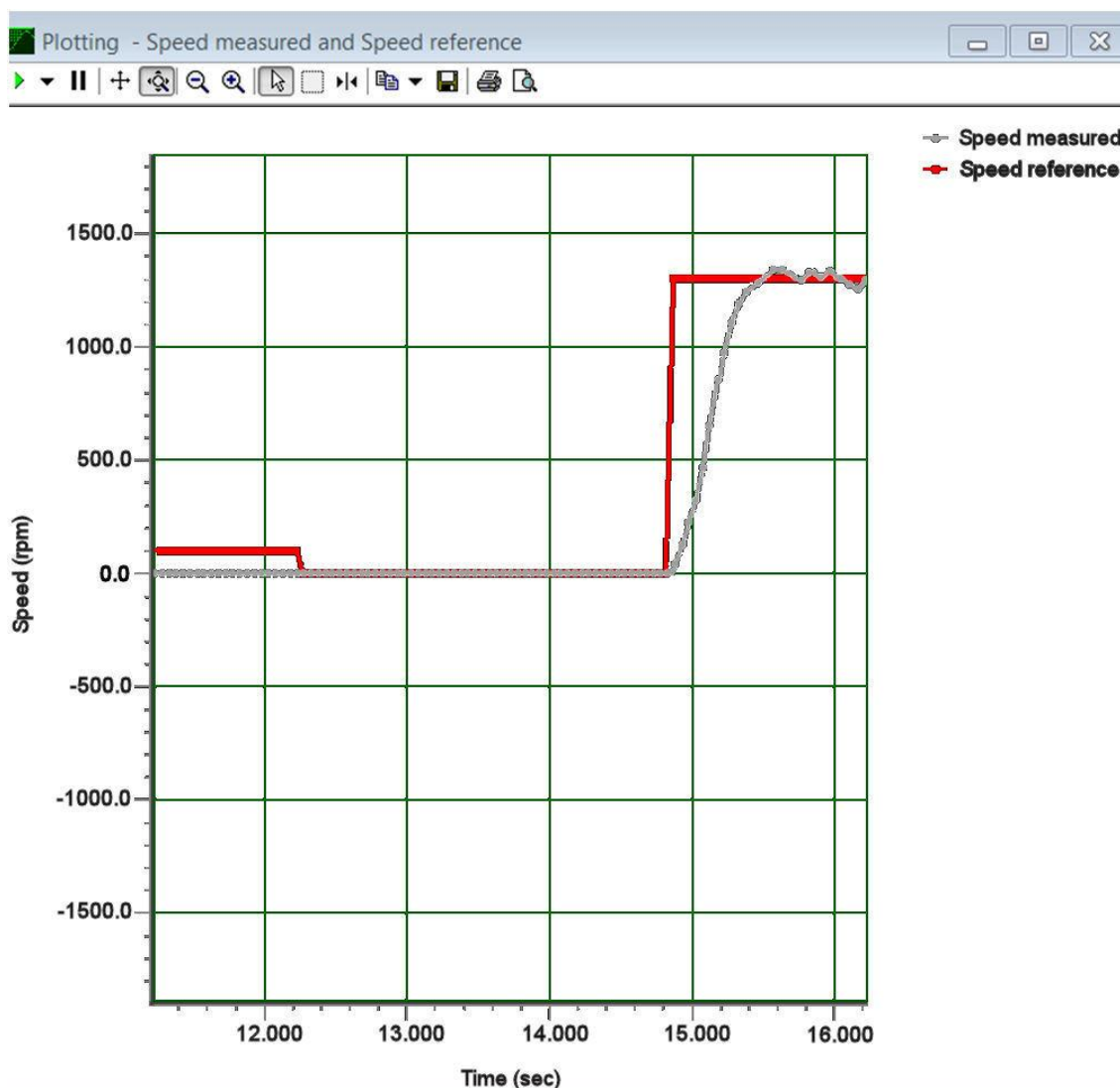


Figura 8.4. Panel de Monitorización STMCWB (ajustes básicos).

De los datos anteriores, los más importantes son los relacionados con la velocidad. Se puede ver como para una velocidad fijada de 1300 rpm se alcanzó una velocidad real de 1348 rpm en ese instante concreto, lo cual supone un error inferior al 3,7% respecto a la velocidad fijada.

Otro de los aspectos a estudiar es la rapidez de respuesta del motor ante las instrucciones dadas por el usuario. Recuerde que cuando se estudiaron las características de los motores sin escobillas se destacó que una de sus principales características era su baja inercia rotórica, lo que les permitía tener una gran capacidad de aceleración en comparación a otro tipo de motores.

En la Figura 8.3 se tiene una representación gráfica de la velocidad de referencia y de la velocidad medida después de una señal de inicio. En dicha figura se puede ver como la velocidad de referencia tiene forma de escalón de 1300 rpm, y la velocidad medida se estabiliza en torno a ese valor en un tiempo inferior a un segundo.



**Figura 8.5. Velocidad medida y velocidad de referencia.**

Tiempo de subida: 0,7 s.

Tiempo de pico: 0,8 s.

En la gráfica anterior se puede ver de forma más clara como el error de velocidad no supera en ningún caso 3,7% de la velocidad fijada.

## 8.2. Conclusiones.

El objetivo final de este proyecto, la implementación de un driver electrónico de un motor síncrono trifásico sin escobillas, ha sido alcanzado. Tras las pruebas realizadas se ha conseguido hacer funcionar satisfactoriamente un motor sin escobillas, y no sólo eso, se ha conseguido que éste gire a la velocidad deseada con un margen de error acotado (3,7% de la velocidad marcada) y que el motor de prueba alcanzase la velocidad final en un tiempo inferior

al segundo. Estos datos pueden considerarse válidos, y demuestran dos de las principales características de los motores sin escobillas: excelente regulación de velocidad a través de un controlador electrónico y rápida respuesta a señales de arranque.

Durante la elaboración de este proyecto se han adquirido conocimientos trascendentales sobre los motores sin escobillas, los controladores electrónicos, las técnicas de control y las técnicas de modulación. Estos conocimientos no son menos importantes que el resultado final y merecen ser mencionados en este apartado.

### **8.2.1. Motores sin escobillas.**

En primer lugar se han conocido las principales propiedades de los motores sin escobillas. Se ha entendido porqué carecen de escobillas y porqué necesitan controladores electrónicos en su lugar para realizar la conmutación de los devanados, cómo funcionan los motores junto a los controladores y cuáles son sus ventajas respecto a los motores convencionales (eficiencia, fiabilidad, controlabilidad, rápida respuesta, silenciosos, gran relación par/potencia). Precisamente las ventajas que ofrecen son las causantes de que estos motores estén ganando cada vez más importancia, y si en la actualidad no están presentes en más aplicaciones es justamente por la complejidad de su control. En esto último radica la necesidad de continuar con las investigaciones sobre estos dispositivos.

### **8.2.2. Funciones del controlador: Tipos de control de velocidad.**

Después se han estudiado las principales funciones que puede realizar cualquier controlador de motor. Especialmente importante es la funcionalidad de control de velocidad en el caso de un motor sin escobillas, ya que esta función es imprescindible para realizar un correcto control del motor. En cuanto al control de velocidad se ha visto que existen dos formas de realizarlo: con sensores y sin sensores. Para cada una de estas formas existen bastantes propuestas, por norma general se imponen aquellas propuestas que aportan robustez y fiabilidad, que son sencillas de implementar y que no supongan un coste elevado.

### **8.2.3. Técnicas de Control.**

Sobre las técnicas de conmutación decir que existen tres alternativas: Trapezoidal, Sinusoidal y Control Vectorial.

- Conmutación Trapezoidal, está enfocada al control de motores BLDC (corriente directa) y se caracteriza por su sencillez y su bajo coste, sin embargo no ofrece un buen

control de posición y el par dado por el motor presenta unas características ondulaciones (rizado).

- Conmutación Sinusoidal, es mucho más compleja porque realiza el control simultáneo de las tres señales de excitación del motor, esto posibilita un control exacto de posición y de velocidad y elimina el rizado en el par entregado por el motor, por contra presenta debilidades a altas velocidades ya que el funcionamiento de los lazos de realimentación empeoran y se producen errores en el control (la respuesta en frecuencia es limitada).

- Control Vectorial, es la técnica más equilibrada, permite el control individualizado del flujo magnético y del par motor, mejora el funcionamiento del motor a muy bajas y a muy altas velocidades, se obtiene un control preciso en la posición, velocidad, par motor y se elimina el rizado. Los fundamentos teóricos que sustentan esta técnica son densos, necesitan ser estudiados con detenimiento para su comprensión, y como cabe esperar el algoritmo de control extremadamente complejo. Por este motivo requieren de microcontroladores con una potencia de cálculo suficiente para ejecutar los algoritmos en tiempo real.

Luego, se ha concluido que es preferible apostar por la Conmutación Trapezoidal por su sencillez y por su bajo coste, o apostar por el Control Vectorial por su superioridad frente a las otras dos alternativas. En este proyecto se seleccionó el Control Vectorial.

### **8.2.3. Técnicas de modulación.**

Las señales de control del inversor trifásico suelen ser moduladas, predominan la Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) y la Modulación por Ancho de Pulso en el Espacio Vectorial (SVPWM). La modulación SVPWM utiliza los mismos fundamentos que el Control Vectorial y suele complementar a dicha técnica de control. Además, SVPWM disminuye la distorsión armónica total y reduce las pérdidas por conmutación en los interruptores del inversor, lo que la hace más atractiva que la SPWM.

### **8.2.4. Control Vectorial.**

Después de elegir el Control Vectorial por sus beneficios en el control, se han entendido cómo se realizan las transformaciones y el sentido que tienen cada una de ellas. Durante la elaboración de este proyecto se observó que no existía demasiada documentación al respecto,

por lo que un objetivo de este documento pasó a ser la realización de una investigación exhaustiva, la cual sirviera de ayuda para el entendimiento del Control Vectorial.

### **8.2.5. Montaje y funcionamiento de la placa de circuito impreso.**

En cuanto al montaje manual de la placa de circuito impreso, decir que apenas se cometieron errores en este proceso. La dificultad de la placa es elevada, tanto por el gran número de componentes electrónicos como por el pequeño tamaño y la fragilidad de algunos de ellos.

Si nos ceñimos a la puesta en marcha del driver brushless con el motor de pruebas, concluir que sin la existencia de una herramienta como ST Motor Control Workbench no hubiera sido posible realizar este proyecto. La complejidad de los algoritmos es tal que se necesitaría mucho tiempo para crearlos, esta aplicación simplifica mucho la programación e integración del firmware en la familia de microcontroladores soportados.

Tras la realización de varias pruebas se comprobó las limitaciones del driver diseñado:

- En la Etapa de Potencia, el componente L6230 (controlador de motores sin escobillas) se calentaba mucho en cuanto se acoplaba una pequeña carga al motor, bastaba una ligera presión con los dedos en el eje del motor para percatarse de este hecho. La generación de calor de este componente no supuso una sorpresa, y se colocaron vías extras bajo el L6230 para ayudar a la disipación del calor. Por otra parte, este componente admite un consumo máximo de 1,4 A, el cual se alcanza muy pronto en cuanto el motor tiene que vencer una leve fuerza.
- La Etapa de Adquisición de los Valores de las Corrientes fue dimensionada a las características del L6230. Durante el arranque del motor, cuando el motor tenía que mover una carga y cuando se fijaba una velocidad de giro alta se sobrepasaban los límites establecidos, por tanto actuaba repetidamente la protección a las sobreintensidades de corriente y el control del motor no podía continuar.

### **8.2.6. Conclusiones Generales.**

El Proyecto Final de Carrera ha valido para comprender cómo son y cómo funcionan los drivers de los motores sin escobillas. Del mismo modo, ha servido para conocer la complejidad de los algoritmos de control y cómo debe abordarse la implementación de un driver de control



de velocidad y potencia, sobre todo teniendo en cuenta que la parte de potencia se ha revelado tremendamente crítica.

Sirva este proyecto para animar a continuar con la investigación en este campo. Es posible profundizar en el control de velocidad o estudiar el control de par motor. Incluso es posible mejorar el controlador de motor y aplicarlo con un fin concreto (control de un accionamiento mecánico).

### **8.3. Posibles Mejoras.**

Tras haber realizado las pruebas pertinentes sobre el controlador diseñado y haber extraído conclusiones acerca de su funcionamiento, se pueden dar algunas sugerencias con el objetivo de mejorar siguientes versiones.

La Etapa de Potencia podría ser reemplazada por un nuevo inversor trifásico. Si se utilizan seis transistores MOSFET con muy baja resistencia de conducción drenador-fuente,  $R_{DSon}$ , podría disminuirse la generación excesiva de calor del L6230. Un valor inferior a los 5 miliohmios podría ser suficiente para solucionar este problema.

La Etapa de Medición de Corriente debería ser rediseñada de forma que permitiera un mayor rango de medidas y no fuese tan específica de la Etapa de Potencia y por consiguiente no restringiera la potencia de los motores a utilizar. Utilizando potenciómetros podrían ajustarse la ganancia de dicha etapa en función de las características de cada motor.

Las 6 señales PWM del microcontrolador al inversor trifásico deberían optoacoplarse con optoacopladores digitales. Del mismo modo, la medición de las tensiones analógicas debería emplear también optoacopladores lineales, como el Vishay IL300, que permiten aislar galvánicamente una tensión de carácter analógico. De esta forma quedaría separada la parte digital del circuito de la parte analógica, haciendo más segura la conexión de la placa del controlador con el equipamiento externo (PC's y otros elementos).





# Capítulo 9: Memoria Económica.

Llegado a este punto, se puede elaborar una memoria económica detallando los costes derivados del desarrollo de este proyecto. Además, en función de los resultados que se obtengan, se concluirá si el proyecto es viable desde un punto de vista económico.

La memoria económica constará de dos partes claramente diferenciadas:

- Costes Fijos: Aquellos en los que se incurrirá independientemente del número de controladores que se fabriquen (diseño, programación en software)
- Costes Variables: Aquellos que dependan del número de unidades producidas (piezas, fabricación).

## 9.1. Costes de Ingeniería.

Los Costes de Ingeniería son los que se detallan en la siguiente tabla:

Descripción	Salario Bruto (€/h)	Horas	Subtotal (€)
Ingeniero Electrónico (Investigación).	16	300	4800
Ingeniero Electrónico (Documentación).	16	120	1920
Ingeniero Electrónico (Diseño de circuitos).	16	40	640
Ingeniero Electrónico (Diseño de la placa).	16	120	1920
Ingeniero Electrónico (Programación).	16	8	128
Ingeniero Electrónico (Testeo).	16	8	128
<b>Total</b>			<b>9536</b>

**Tabla 9.1. Costes de Ingeniería.**

A la cantidad anterior habría que añadir un importe en concepto de Gastos Generales. En estos gastos se computan otros gastos asociados al desarrollo del proyecto (electricidad, equipamiento y herramientas, climatización, etc.), se estima que este concepto asciende a un 10% del total.

$$\text{Coste de Ingeniería Total} = 1,1 \times 9536 = 10489,6\text{€}$$

Los costes anteriores se clasifican como costes fijos, ya que estas tareas deben realizarse solamente una vez. Se puede apreciar que el valor resultante es elevado, pero al ser considerado como un coste fijo, debe ser atribuido por igual a todas las unidades producidas. Esto significa que si sólo se fabricase una unidad los costes serían muy elevados, sin embargo, si se decidiese fabricar un importante número de unidades, los costes unitarios se reducirían drásticamente y se podría valorar la comercialización del producto a un precio competitivo.

## 9.2. Costes variables.

Los costes correspondientes a este apartado se deben principalmente a dos conceptos:

- Coste de las piezas que componen el controlador.
- Coste de fabricación de la placa PCB.

### 9.2.1. Precio de los Componentes Electrónicos.

Artículo	Ref	Precio Unitario (€)	Nº	Precio Total (€)
Interruptor pulsador (6,3x4,5mm, THD)	9471731	0,472	2	0,944
Conector de 2 vías (paso 5,08mm, ajuste mediante tornillo)	1792766	0,686	1	0,686
Conector de 3 vías (paso 5,08mm, ajuste mediante tornillo)	1792767	1,05	1	1,05
Conector MiniUSB tipo B de 5 pines (hembra, SMD)	1654060	1,01	1	1,01
Conector vertical de 2 pines (THD paso 2,54mm)	2356153	0,149	4	0,596
Conector vertical de 3 pines (THD paso 2,54mm)	2356154	0,18	2	0,36
Conector vertical de 4 pines (THD paso 2,54mm)	2356155	0,225	1	0,225
Conector vertical de 20 pines (THD 2x10, paso 2,54mm)	1642021	0,926	1	0,926
Conector DSub-9	1099289	1,86	2	3,72
Conector de prueba de PCB (THD, diámetro de agujero 1mm)	8731128	0,236	2	0,472
Controlador de motor trifásico sin escobillas L6230 (PowerSO36)	2309405	8,52	1	8,52
Microcontrolador STM32F103CB (LQFP48)	1606327	5,51	1	5,51
Amplificadores operacionales TSV914D (TSSOP14)	1842609	1,14	1	1,14
Chip Puente entre USB y UART CP2102 (QFN-28)	9282130	3,68	1	3,68
Chip transceptor RS-422/RS-485 MAX3077 (SOIC08)	9386700	3,04	1	3,04
Chip transceptor CAN SN65HVD233 (SOIC08)	1207268	3,27	1	3,27
Chip de protección descargas electroestáticas USBLC6-2 (SOT-666)	1295310	1,12	1	1,12
Regulador de potencia ST1S14 (HSOP8)	2311345	3,57	1	3,57
Cristal de cuarzo de 8 MHz (XTAL-HC49U)	1666970	1,26	1	1,26
Diodo dual de conmutación ultra rápida (BAV99)	1621837	0,061	1	0,061
Rectificador SCHOTTKY STPS0560Z	1431102	0,447	1	0,447
Diodo LED verde (paso 2,54mm, luminosidad 40mcd)	1863180	0,208	1	0,208
Filtro eliminación EMC/RFI BLM21PG60 (SMD 0805, núcleo ferrita)	1515665	0,104	1	0,104
Inductor de potencia 8,2uH (Coilcraft EPL2010)	2287373	0,82	1	0,82
Condensador cerámico multicapa 10pF/50V (THD paso 2,54mm)	1141756	0,27	6	1,62
Condensador cerámico multicapa 22pF/50V (THD paso 2,54mm)	1141760	0,27	2	0,54
Condensador cerámico multicapa 1nF/50V (THD paso 5,08mm)	1100384	0,171	2	0,342
Condensador cerámico multicapa 4,7nF/50V (THD paso 2,54mm)	2383397	0,12	1	0,12
Condensador cerámico multicapa 10nF/100V (THD paso 2,54mm)	1100519	0,166	1	0,166
Condensador cerámico multicapa 100nF/50V (THD paso 5,08mm)	1216440	0,0835	13	1,086
Condensador cerámico multicapa 100nF/100V (THD paso 2,54mm)	1100383	0,23	4	0,92
Condensador cerámico multicapa 220nF/50V (THD paso 5,08mm)	2332986	0,5	1	0,5

Artículo	Ref	Precio Unitario (€)	Nº	Precio Total (€)
Condensador electrolítico de aluminio 1uF/16V (THD paso 2mm)	1236655	0,106	2	0,212
Condensador electrolítico de aluminio 10uF/50V (THD paso 2mm)	8767483	0,171	1	0,171
Condensador electrolítico de aluminio 47uF/6,3V, (THD paso 2mm)	1901987	0,081	1	0,081
Condensador electrolítico de aluminio 47uF/63V (THD paso 2,54mm)	2079293	0,146	1	0,146
Jumper soldado		0,00	6	0,00
Resistencia 00hm (1W, 5%, THD)	2324664	0,216	2	0,432
Resistencia 0,330hm (1W, 5%, THD)	2324666	0,215	3	0,645
Resistencia 1000hm (0,125W, 1%, THD)	9342397	0,049	1	0,049
Resistencia 1200hm (0,125W, 1%, THD)	2356153	0,049	3	0,147
Resistencia 2200hms (0,250W, 1%, THD)	2329900	0,035	1	0,035
Resistencia 3300hm (0,125W, 1%, THD)	9343032	0,050	1	0,05
Resistencia 9100hm (0,125W, 1%, THD)	9343610	0,046	6	0,276
Resistencia 1K (0,125W, 1%, THD)	9342400	0,046	7	0,322
Resistencia 2,7K (0,125W, 1%, THD)	9342940	0,0503	7	0,352
Resistencia 3,3K (0,125W, 1%, THD)	9343040	0,049	1	0,049
Resistencia 4,7K (0,125W, 1%, THD)	9343253	0,0503	12	0,604
Resistencia 8,2K (0,125W, 1%, THD)	9343571	0,049	1	0,049
Resistencia 39K (0,125W, 1%, THD)	9343164	0,05	3	0,15
Resistencia 47K (0,125W, 1%, THD)	9343261	0,048	1	0,048
Resistencia 100K (0,125W, 1%, THD)	9342427	0,047	1	0,047
Resistencia 470K (0,125W, 1%, THD)	9341978	0,044	2	0,088
Potenciómetro 10K (1 vuelta, THD)	9354565	1,63	1	1,63
<b>Total</b>				<b>53,62</b>

**Tabla 9.2. Precio Componentes Electrónicos.**

### 9.2.2. Coste de fabricación de la placa PCB.

Existen multitud de empresas en todo el mundo que están especializadas en la fabricación de placas PCB. Algunas de estas empresas permiten a los usuarios estimar los precios de fabricación de sus diseños de acuerdo a sus propiedades, para ello se deben introducir las principales características de la placa (dimensiones, número de capas, cantidad, colores...) y calcular. Conjuntamente existen comparadores de precios de fabricación, los cuales permiten visualizar agrupadamente los precios de distintas empresas.

Utilizando las herramientas anteriores con las características del controlador diseñado (placa cuadrada de 10 cm de lado, 2 capas, 1 unidad) se ha obtenido un presupuesto de 84,37€ en la empresa PCB Pool (Alemania).

Sumando el coste de fabricación a los costes de los componentes electrónicos obtendríamos un coste de 137,99€ por una única placa de controlador de motor, al que habría

que añadir los costes de ensamblaje de los componentes en la placa. Con estos resultados se puede concluir que el coste de fabricación de una única unidad sería muy elevado.

Sin embargo, la opción anterior no es una de las más económicas, existen otras empresas que ofrecen mejores precios con la única condición de que el pedido sea mayor. Por ejemplo, la empresa Seeed Studio (China) ofrece la posibilidad de encargar cinco placas con las mismas características por aproximadamente 22,5€ (4,5€/unidad), un precio mucho más razonable.

Los costes correspondientes al montaje son los siguientes:

Descripción	Salario Bruto (€/h)	Horas	Total (€)
Ensamblador de equipos electrónicos.	11,1	40	444

**Tabla 9.3. Costes de Montaje.**

A la cantidad anterior habría que añadir un importe en concepto de Gastos Generales. Se estima que este concepto asciende a un 10% del total.

$$\text{Coste de Montaje Total} = 1,1 \times 444 = 488,4 \text{ €}$$

### 9.2.3. Resumen de Costes del proyecto.

Además de los costes que se han detallado en los dos apartados anteriores, se debe incluir el motor utilizado para la realización de las pruebas.

Modelo	Ref	Precio
Motor MAXON 251601 (MotorDC sin escobillas 50W 24V)	1707741	155,26 €

**Tabla 9.4. Precio Motor trifásico sin escobillas.**

Luego, el cuadro resumen de la estimación de costes de este proyecto es el siguiente:

Costes de Ingeniería	10489,6
Componentes electrónicos	53,62
Fabricación (5 unidades)	22,5
Montaje	488,4
Motor	155,26
<b>Total</b>	<b>11209,38 €</b>

**Tabla 9.5. Resumen de Costes derivados del proyecto.**



### 9.3. Producción a gran escala.

El controlador fue diseñado para poder ser utilizado por un amplio rango de motores sin escobillas por lo que se podría plantear la producción de un gran volumen de unidades.

La electrónica es una industria donde existe una gran competencia a nivel global e impera la economía de escala. La fabricación de un mayor número de unidades permitiría reducir considerablemente los costes unitarios de producción, a lo ya comentado sobre la repartición de los costes fijos entre el número de unidades fabricadas, se deben tener en cuenta los siguientes aspectos para la reducción de costes:

1. **Reducción de los costes de adquisición de los componentes electrónicos.** Los suministradores de los componentes ofrecen mejores precios a medida que aumenta la cantidad de piezas solicitadas, por ejemplo, si se decidiese fabricar 100 controladores se reducirían los costes de las piezas en un 35% aproximadamente (32,72 €/PCB).
2. **Reducción de los costes de fabricación de las placas PCB.** Los fabricantes de placas PCB reducen los precios unitarios cuanto mayor sea el pedido, esto se debe a que repercuten en el cliente los costes de preparación de la maquinaria. Si en vez de una placa se fabricasen 100, el precio descendería aproximadamente a poco más de 2€ la unidad.
3. **Reducción de los costes de ensamblaje.** Existen varias formas de ensamblar los componentes en las placas, manual, semiautomático y automático. Se suele utilizar el método manual cuando el número de placas a fabricar es pequeño, si el número de placas a fabricar es mayor puede resultar más rápido y económico el método de ensamblaje automático (aunque necesita un tiempo de preparación mayor).

Conjuntamente con lo anterior, se debe decir que algunas empresas, especializadas en la fabricación de grandes series, ofrecen los tres servicios anteriores lo cual permite conseguir presupuestos más ajustados. Por dar una idea de la reducción de costes que se podría obtener se ha consultado la página web de la empresa china Smart Prototyping, estimando los siguientes costes:



Descripción	Coste estimado (€)
Adquisición de los componentes electrónicos (para 100 unidades).	3272
Fabricación de las placas PCB (100 unidades).	257
Costes de ensamblaje (100 unidades, método manual con plantilla)	357
	3886

**Tabla 9.6. Estimación costes fabricación (100 unidades).**

Luego, si se fabricasen cien placas de controlador en China se podría conseguir un coste unitario estimado de 38,86 €/unidad, bastante inferior al coste que supondría la fabricación de una unidad. Con estos costes sería posible iniciar la comercialización de este tipo de producto, incluso podría obtenerse precios inferiores si el número de placas a fabricar fuera aún mayor.





# Bibliografía.



## Bibliografía.

- [1]. R. Krishnan. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Boca Ratón, FL, EEUU. CRC Press. 2010.
- [2]. Stephen L. Herman. Industrial Motor Control. 7ª Ed. Delmar, NY, EEUU. Cengage Learning. 2013.
- [3]. J. David Irwin. The Industrial Electronics Handbook. Boca Ratón, FL, EEUU. CRC Press. 1997.

## Artículos científicos.

- [4]. J.C. Gamazo Real, E. Vázquez Sánchez, J. Gómez-Gil. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering , UVA. Valladolid, España. 2010.
- [5]. Dal Y. Ohm, Jae H. Park. About Commutation and Current Control Methods for Brushless Motors. Documento presentado en 29º Simposio IMCSD. San José, CA, EEUU. 1999.
- [6]. D. Torres. Comparing Motor Control Techniques. Artículo publicado en ECN Magazine [Revista en Internet] en Octubre, 2009. Disponible en:  
<http://www.ecnmag.com/articles/2009/10/comparing-motor-control-techniques>
- [7]. S. Seguí Chilet, F. J. Gimeno Sales, R. Masot Peris, S. Orts Grau. Control Vectorial de Inversores Trifásicos. Dpto. de Ing. Electrónica, UPV, Valencia, España. 2003.
- [8]. Devisree Sasi, Jisha Kuruvilla P. Modelling and Simulation of SVPWM Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive. IJAREEIE, Vol 2, Issue 5. Mayo 2013.
- [9]. K. Vinoth Kumar, Prawin Angel Michael, Joseph P. John, Dr. S. Suresh Kumar. Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Three Phase Inverter. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, vol 5, Nº 7, Julio 2010.
- [10]. R. Juanpere Tolrá. Técnicas de Control para Motores Brushless. Comparativa entre Conmutación Trapezoidal, Conmutación Sinusoidal y Control Vectorial. Ingenia CAT (actualmente Ingenia Motor Control). Barcelona. España.
- [11]. C. Pérez Vega. Modulaci3n de Amplitud Mediante Modulaci3n por Duraci3n de Pulsos. Dpto. de Ingenierí3 de Comunicaciones, Universidad de Cantabria. Santander, España. 2008.
- [12]. Matti Skola. Speed and Position Sensorless Control of PMSM in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications. Tampere University of Technology. Tampere, Finlandia. 2006.



[13]. Bhim Singh and Sanjeev Singh. State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. Electrical Engineering Department, Indian Institute of Technology, Delhi, New Delhi, India. Publicado en Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 1, Enero 2009.

[14]. Texas Instruments. Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors. Texas Instruments Europe. 1998.

## Documentación Técnica.

[15]. ST. STM32F103xB (Medium-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces). STMicroelectronics. 2013.

[16]. ST. RM0008 Reference Manual (STM32F103xx advanced ARM®-based 32-bit MCUs). STMicroelectronics. 2014.

[17]. ST. PM0056 Programming Manual (STM32F10xxx Cortex-M3 programming manual). STMicroelectronics. 2013.

[18]. ST. UM1052 User Manual (STM32F103 PMSM single/dual FOC SDK v3.3). STMicroelectronics. 2012.

[19]. ST. ST1S14 (Up to 3 A step-down switching regulator). STMicroelectronics. 2013.

[20]. ST. L6230 (DMOS driver for three-phase brushless DC motor). STMicroelectronics. 2011.

[21]. ST. TSV914 (Quad rail-to-rail input/output 8 MHz operational amplifiers). STMicroelectronics. 2012.

[22]. ST. USBLC6-2 (Very low capacitance ESD protection). STMicroelectronics. 2011.

[23]. Silicon Labs. CP2102 (Single-chip USB to UART bridge). Silicon Laboratories Inc.

[24]. Maxim Integrated. MAX3070E-MAX3079E (+3.3V,  $\pm 15$ kV ESD-Protected, Fail-Safe, Hot-Swap, RS-485/RS-422 Transceivers). Maxim Integrated Products. 2009.

[25]. TI. SN65HVD233-HT (3.3-V CAN Transceiver). Texas Instruments. 2008.

[26]. Maxon Motor. Maxon Flat Motor, EC45 flat. Maxon Motor. 2012.

[27]. P. Flores. Manual de usuario del programa ST Motor Control Workbench. Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad Carlos III. España.



## **Precios componentes electrónicos.**

Farnell Element 14 (<http://es.farnell.com>).

Mouser Electronics (<http://www.mouser.es>).

RS Online (<http://es.rs-online.com>).

## **Precio Placa de Circuito Impreso (PCB).**

PCB Shopper (<http://pcbshopper.com>).

Seeed Studio (<http://www.seeedstudio.com>).

Eurocircuits (<http://www.eurocircuits.com/>).

Smart Prototyping (<http://smart-prototyping.com>).



# Anexos:







# Anexo 1:

Técnica Space Vector Pulse  
Width Modulation (cálculo de  
tiempos de activación por  
periodo de los estados de  
conmutación básicos).

**1º Sector (0-60°).**

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{T_{60}}{T} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \Rightarrow \frac{T_{60}}{T} = \frac{\sqrt{3} u_{ref\beta}}{U_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} |\vec{V}_{ref}| \sin \theta$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_0}{T} |\vec{V}_0| + \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{2}{3} \frac{T_0}{T} U_{DC} + \frac{\sqrt{3}}{3} u_{ref\beta} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{T_0}{T} = \frac{3u_{ref\alpha} - \sqrt{3}u_{ref\beta}}{2U_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} |\vec{V}_{ref}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_{000} = T_{111} = \frac{T - T_0 - T_{60}}{2}$$

**2º Sector (60-120°).**

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{60}}{T} \vec{V}_{60} + \frac{T_{120}}{T} \vec{V}_{120}$$

$$T = T_{60} + T_{120} + T_{000} + T_{111}$$

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{U_{DC}}{3} \left( \frac{T_{60}}{T} - \frac{T_{120}}{T} \right)$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{60}}{T} |\vec{V}_{60}| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left( \frac{T_{60}}{T} + \frac{T_{120}}{T} \right)$$

$$\frac{T_{60}}{T} = \frac{1}{2U_{DC}} (3u_{ref\alpha} + \sqrt{3}u_{ref\beta})$$

$$\frac{T_{120}}{T} = \frac{1}{2U_{DC}} (-3u_{ref\alpha} + \sqrt{3}u_{ref\beta})$$

**3º Sector (120-180º).**

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{120}}{T} \vec{V}_{120} + \frac{T_{180}}{T} \vec{V}_{180}$$

$$T = T_{120} + T_{180} + T_{000} + T_{111}$$

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \cos(\pi) \\ \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \sin(\pi) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \frac{T_{120}}{T} \Rightarrow \frac{T_{120}}{T} = \sqrt{3} \frac{u_{ref\beta}}{U_{DC}}$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_{120}}{T} |\vec{V}_{120}| \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \cos(\pi) = -\frac{\sqrt{3}}{3} u_{ref\beta} - \frac{2}{3} \frac{T_{180}}{T} U_{DC}$$

$$\frac{T_{180}}{T} = \frac{-3u_{ref\alpha} - \sqrt{3}u_{ref\beta}}{2U_{DC}}$$

**4º Sector (180-240º).**

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{180}}{T} \vec{V}_{180} + \frac{T_{240}}{T} \vec{V}_{240}$$

$$T = T_{180} + T_{240} + T_{000} + T_{111}$$

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \cos(\pi) + \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \sin(\pi) + \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \frac{T_{240}}{T} \Rightarrow \frac{T_{240}}{T} = -\sqrt{3} \frac{u_{ref\beta}}{U_{DC}}$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_{180}}{T} |\vec{V}_{180}| \cos(\pi) + \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{2}{3} \frac{T_{180}}{T} U_{DC} + \frac{1}{\sqrt{3}} u_{ref\beta}$$

$$\frac{T_{180}}{T} = \frac{-3u_{ref\alpha} + \sqrt{3}u_{ref\beta}}{2U_{DC}}$$

**5º Sector (240-300°).**

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{240}}{T} \vec{V}_{240} + \frac{T_{300}}{T} \vec{V}_{300}$$

$$T = T_{240} + T_{300} + T_{000} + T_{111}$$

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) \\ \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\alpha} = \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) = -\frac{U_{DC}}{3} \left( \frac{T_{240}}{T} - \frac{T_{300}}{T} \right)$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{240}}{T} |\vec{V}_{240}| \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) = -\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \left( \frac{T_{240}}{T} + \frac{T_{300}}{T} \right)$$

$$\frac{T_{240}}{T} = \frac{1}{2U_{DC}} (-3u_{ref\alpha} - \sqrt{3}u_{ref\beta})$$

$$\frac{T_{300}}{T} = \frac{1}{2U_{DC}} (3u_{ref\alpha} - \sqrt{3}u_{ref\beta})$$

**6º Sector (300-0°).**

$$\vec{U}_{ref} = \frac{T_{300}}{T} \vec{V}_{300} + \frac{T_0}{T} \vec{V}_0$$

$$T = T_{300} + T_0 + T_{000} + T_{111}$$

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} u_{ref\alpha} \\ u_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) + \frac{T_0}{T} |\vec{V}_{240}| \cos(0) \\ \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) + \frac{T_0}{T} |\vec{V}_{240}| \sin(0) \end{bmatrix}$$

$$u_{ref\beta} = \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) = -\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \frac{T_{300}}{T} \Rightarrow \frac{T_{300}}{T} = -\sqrt{3} \frac{u_{ref\beta}}{U_{DC}}$$

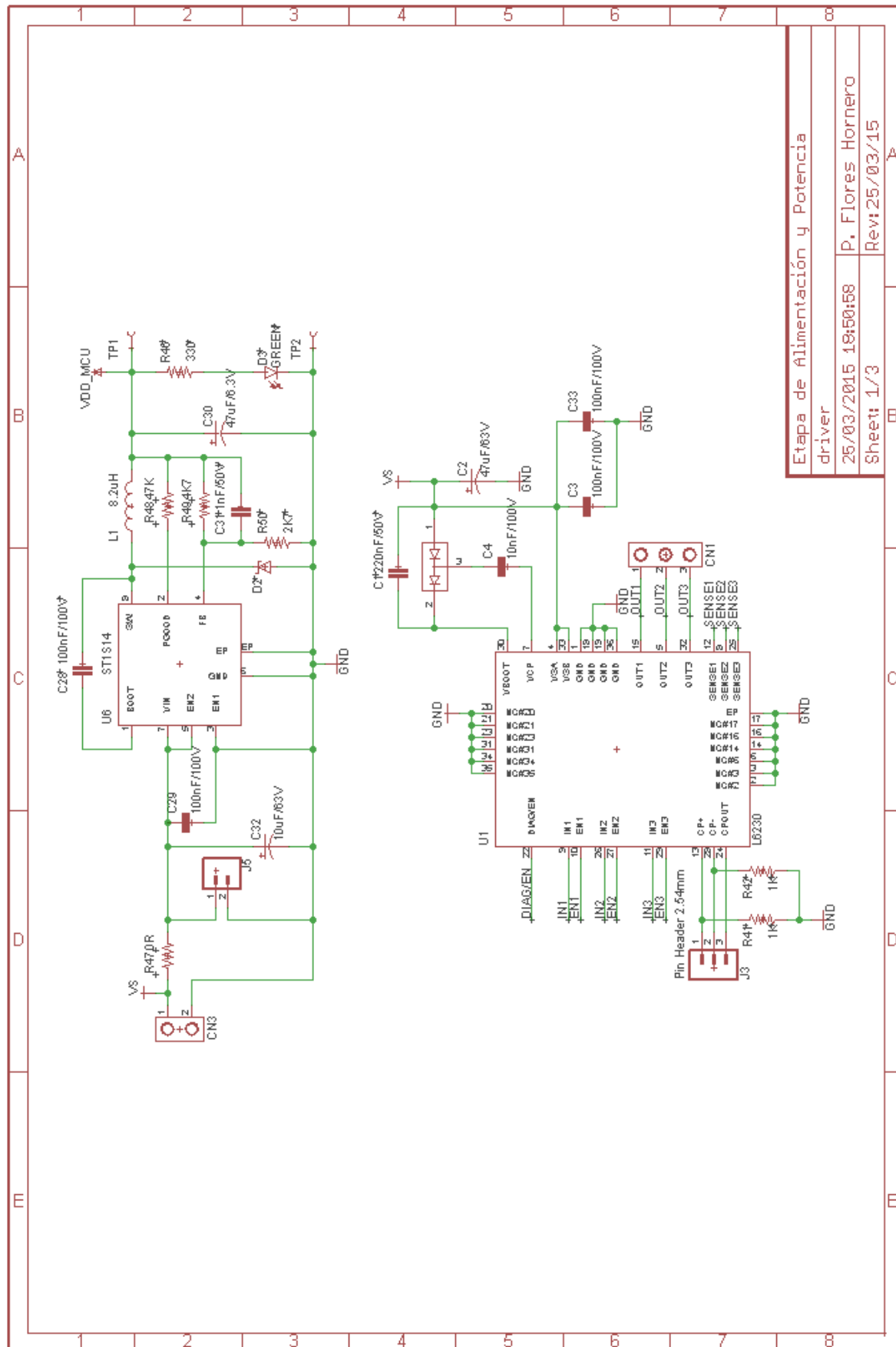
$$u_{ref\alpha} = \frac{T_{300}}{T} |\vec{V}_{300}| \cos\left(\frac{5\pi}{3}\right) + \frac{T_0}{T} |\vec{V}_{240}| \cos(0) = -\frac{1}{\sqrt{3}} u_{ref\beta} + \frac{2}{3} \frac{T_0}{T} U_{DC}$$

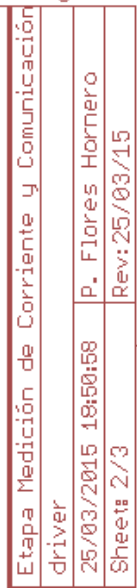
$$\frac{T_0}{T} = \frac{3u_{ref\alpha} + \sqrt{3}u_{ref\beta}}{2U_{DC}}$$

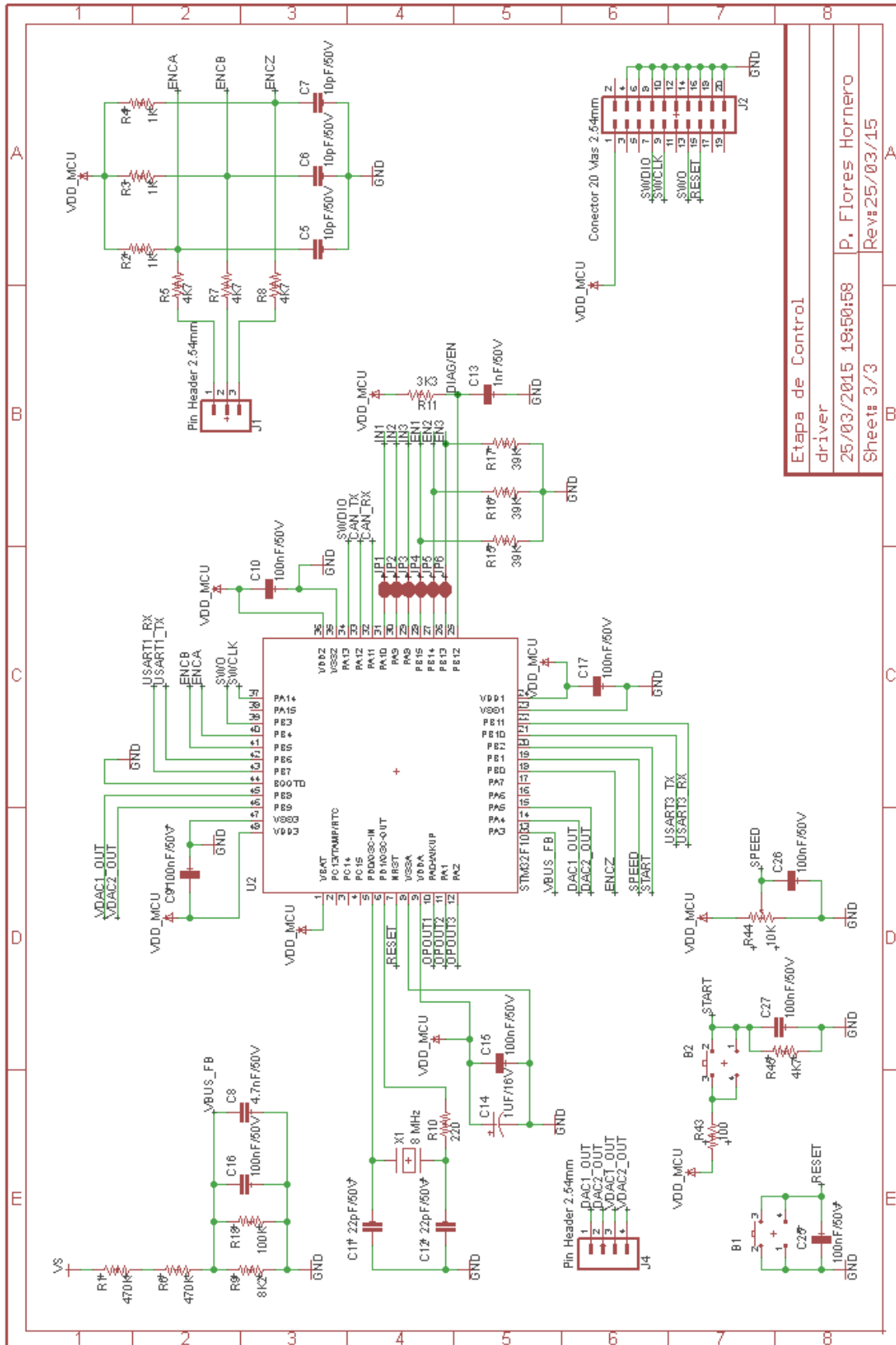


# Anexo 2:

# Esquemáticos.





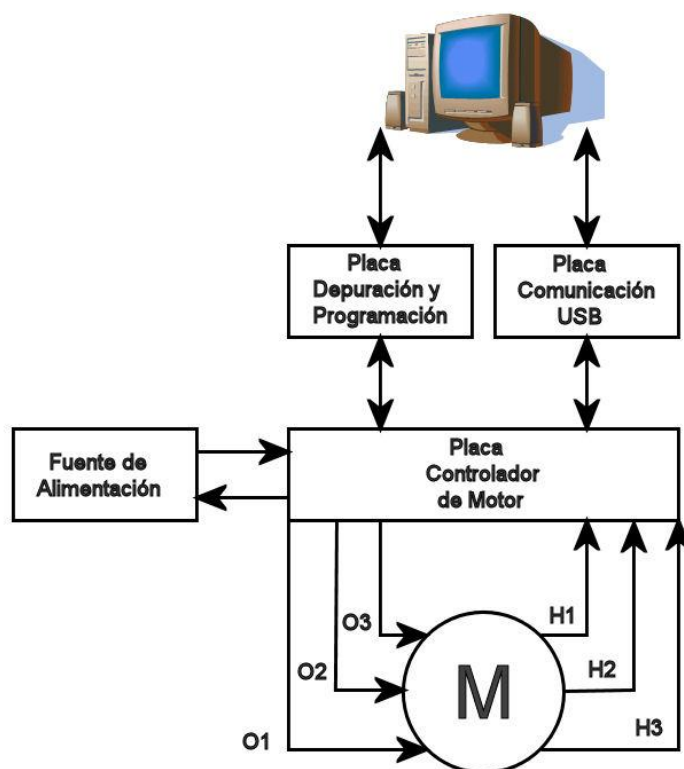






# Anexo 3: Montaje General.

### Esquema de Montaje.



### Vista del Montaje en laboratorio.

